



SUIVI DES EQUIPEMENTS ELECTRIQUES TOURNANTS: ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFAILLANCES

Raphaël Peugeot

► To cite this version:

Raphaël Peugeot. SUIVI DES EQUIPEMENTS ELECTRIQUES TOURNANTS: ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFAILLANCES. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT : . tel-00905281

HAL Id: tel-00905281

<https://theses.hal.science/tel-00905281>

Submitted on 18 Nov 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



7533

PRÊTABLE

THESE

présentée par

Raphaël PEUGET

Ingénieur E.N.S.I.E.G.

pour obtenir le titre de

DOCTEUR

de L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité Génie Electrique)

=====

SUIVI DES EQUIPEMENTS ELECTRIQUES TOURNANTS :
ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFAILLANCES

=====

Soutenue le 10 Décembre 1997

Composition du Jury :

G. GRELLET	Président-Rapporteur
J. FAUCHER	Rapporteur
N. MARTIN	Examinatrice
J. P. ROGNON	Directeur de thèse
G. ROSTAING	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

THESE

présentée par

Raphaël PEUGET

Ingénieur E.N.S.I.E.G.

pour obtenir le titre de

DOCTEUR

de L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité Génie Electrique)

=====

SUIVI DES EQUIPEMENTS ELECTRIQUES TOURNANTS :
ANALYSE ET DIAGNOSTIC DES DEFAILLANCES

=====

Soutenue le 10 Décembre 1997

Composition du Jury :

G. GRELLET

Président-Rapporteur

J. FAUCHER

Rapporteur

N. MARTIN

Examinatrice

J. P. ROGNON

Directeur de thèse

G. ROSTAING

Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

A Marion

Remerciements

Je tiens à remercier Monsieur Jean-Claude Sabonnadière Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire.

Je tiens particulièrement à remercier le Professeur J.P. Rognon, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble qui a dirigé cette thèse avec une grande efficacité. Je tiens à le remercier pour les conseils qu'il a su m'apporter, sa compétence et sa disponibilité.

Je tiens à remercier également G. Rostaing, Professeur Agrégé à l'Ecole Nationale Supérieure de Physique de Grenoble et Stéphane Courtine pour l'aide et les conseils permanents dont il m'ont fait bénéficier, ainsi pour toutes les remarques constructives qu'il m'ont apportées dans la rédaction de ce mémoire.

Je voudrais remercier aussi toutes les personnes que j'ai côtoyées lors de ces trois années de thèse à Grenoble. Je citerais en particulier les membres de l'équipe Commande, en commençant par le Professeur D. Roye, Seddik, Séverine, Joséba, Demba, Bertrand, Nicolas, Jacques et toute l'équipe technique, sans oublier les anciens de l'équipe Béa , Coralie, Cyrille et Yves-André.

Je tiens à remercier ma petite famille pour m'avoir soutenu tout au long de l'écriture de ce rapport.

Que ceux que j'ai oubliés me pardonnent.

SOMMAIRE

I. INTRODUCTION GENERALE	9
I.1 INTRODUCTION	11
I.2 INTRODUCTION AU DIAGNOSTIC	12
<i>I.2.1 Méthodes basées sur une modélisation mathématique du système.</i>	<i>13</i>
<i>I.2.2 Méthodes basées sur une modélisation des signaux.....</i>	<i>14</i>
<i>I.2.3 Méthodes de connaissances</i>	<i>15</i>
I.2.3.1 Méthodes n'utilisant pas de modèle qualitatif.....	15
I.2.3.2 Méthode basée sur un modèle qualitatif.....	17
a) Analyse des modes de défaillances et de leurs effets (AMDE)	17
b) Arbre de défaillance ou arbre des causes	17
c) Graphe causal.....	18
I.3 CADRE DE NOTRE ETUDE.....	20
CHAPITRE II : PRESENTATION DES ENTRAÎNEMENTS ELECTRIQUES	23
II.1 INTRODUCTION	25
II.2 PRESENTATION DES DEUX APPLICATIONS	26
<i>II.2.1 Présentation du banc d'essai continu</i>	<i>26</i>
<i>II.2.2 Présentation du banc d'essai synchrone</i>	<i>27</i>
II.3 DESCRIPTION DES ELEMENTS DES ENTRAÎNEMENTS ELECTRIQUES	29
<i>II.3.1 Alimentation.....</i>	<i>29</i>
II.3.1.1 Source continue	29
<i>II.3.2 Convertisseur</i>	<i>31</i>
a) Entraînement continu	31
b) Entraînement synchrone	34
II.3.2.2 Commande	36
a) Entraînement continu	36
b) Entraînement synchrone	37
II.3.2.3 Machine	38
a) Entraînement continu	38
b) Entraînement synchrone	38
II.3.2.4 Représentation vectorielle	40
<i>II.3.3 Défaits affectant les entraînements électriques</i>	<i>42</i>
II.4 SIMULATION : MODELE TOPOLOGIQUE	43
II.5 CONCLUSION	44
CHAPITRE III : ETUDE DU BANC CONTINU : CARACTERISATION TEMPORELLE	45
III.1 INTRODUCTION.....	47
III.2 CARACTERISATION TEMPORELLE DES DEFAUTS.....	48
<i>III.2.1 Défaut de fermeture d'un transistor T du hacheur</i>	<i>48</i>
III.2.1.1 Simple modulation (SPWM).....	49

a) Fonctionnement moteur ($I_{ref} > 0$ et $E > 0$).....	49
b) Fonctionnement en restitution d'énergie (fonctionnement générateur).....	52
c) Cas des faibles courants.....	54
III.2.1.2 Double modulation (DPWM).....	57
a) Fonctionnement moteur	57
b) Fonctionnement en mode générateur.....	58
III.2.2 Défaut de fermeture du transistor de frein T_f	58
III.2.3 Défaut d'ouverture du transistor de frein T_f	59
a) Fonctionnement en moteur	60
b) Fonctionnement en générateur	61
III.2.4 Conclusion.....	61
III.3 METHODE DE DETECTION	62
III.3.1 défaut au niveau du transistor du hacheur.....	64
III.3.1.1 Elaboration de l'arbre de symptôme : simple MLI	64
a) Arbre instantané.....	65
b) Arbre moyen	65
III.3.1.2 Elaboration de l'arbre de symptôme : Double MLI.....	68
III.3.2 Défaut de fermeture du transistor de frein T_f	69
III.3.3 Défaut d'ouverture du transistor de frein T_f	70
III.4 MISE EN OEUVRE EXPERIMENTALE	71
III.4.1 Contraintes technologiques	71
III.4.2 Mise en oeuvre.....	72
III.4.2.1 Validation expérimentale	73
a) Fonctionnement moteur	73
b) Fonctionnement générateur	74
c) Cas des faibles courants.....	75
d) Défaut de fermeture de T_f	76
e) Défaut d'ouverture de T_f	77
f) Robustesse vis à vis d'une erreur de mesure	77
III.4.2.2 Conclusion	78
III.5 CONCLUSION	78
 CHAPITRE IV : ETUDE DU BANC SYNCHRONE : CARACTERISATION TEMPORELLE	79
IV.1 INTRODUCTION.....	81
IV.2 CARACTERISATION TEMPORELLE DES DEFAUTS.....	81
IV.2.1 Défaut de l'alimentation continue située en amont de l'onduleur	81
IV.2.1.1 Passage d'un redressement triphasé à un redressement monophasé.....	82
a) Etude du défaut	82
b) Influence du défaut sur le système	84
c) Caractérisation temporelle du défaut.....	86

IV.2.1.2 Défaut d'ouverture d'une diode du redresseur	87
a) Etude du défaut	87
b) Caractérisation temporelle du défaut	88
IV.2.1.3 Défaut du condensateur	89
IV.2.1.4 Conclusion	89
IV.2.2 Défaut onduleur	90
IV.2.2.1 Etude du défaut	90
IV.2.2.2 Répercussions du défaut en amont de l'onduleur	91
b) Caractérisation temporelle en utilisant des modèles moyens	93
IV.2.2.3 Répercussions du défaut en aval de l'onduleur	96
a) Caractérisation par analyse des courants dans le plan des phases	96
b) Caractérisation par la fréquence instantanée du vecteur courant	99
IV.2.3 Défauts en aval de l'onduleur	102
IV.2.3.1 Défaut sur le capteur de courant	102
a) Erreur d'offset	102
b) Défaut de gain	103
c) Capteur déconnecté	104
IV.2.3.2 Déséquilibre moteur	105
IV.2.4 Conclusion	106
IV.3 MISE EN OEUVRE EXPERIMENTALE	107
IV.3.1 Symptômes obtenus à partir du vecteur courant statorique	107
IV.3.1.1 Contrainte liée à la première approche	107
IV.3.1.2 Contrainte liée à la seconde approche	109
IV.3.1.3 Implantation	109
IV.3.2 Symptômes obtenus à partir du courant absorbé par l'onduleur	111
IV.3.3 Mise en oeuvre	112
IV.3.4 Validation expérimentale	112
IV.3.4.1 Approche utilisant le courant statorique	112
IV.3.4.2 Approche utilisant le courant moyen absorbé par l'onduleur	118
IV.3.5 Conclusion	120
IV.4 CONCLUSION	121
CHAPITRE V : ETUDE DU BANC SYNCHRONE : CARACTERISATION FREQUENTIELLE	123
V.1 INTRODUCTION	125
V.2 OUTILS D'ANALYSE SPECTRALE	126
V.2.1 Transformation de Fourier	126
V.2.1.1 Définition théorique	126
V.2.1.2 Discretisation	127
V.2.2 Représentation temps-fréquence	128
V.2.2.1 Spectrogramme	128
V.2.3 Energie du signal	129

<i>V.2.4 Principe de la MLI</i>	129
<i>V.2.5 Propagation des harmoniques dans un convertisseur</i>	132
a) Propagation des harmoniques du côté continu vers le côté alternatif.....	132
b) Propagation des harmoniques du côté alternatif au côté continu	133
<i>V.2.6 Influence de l'autopilotage</i>	134
V.2.6.1 Spectre en boucle ouverte.....	134
V.2.6.2 Spectre en boucle fermé	135
V.3 CARACTERISATION BASSE FREQUENCE	137
<i>V.3.1 Etude des défauts affectant l'alimentation continue</i>	137
a) Caractérisation	137
b) Conclusion	139
<i>V.3.2 Défaut onduleur</i>	139
V.3.2.1 Caractérisation.....	139
a) Caractérisation en amont	139
b) Caractérisation en aval	141
<i>V.3.3 Défaut en aval de l'onduleur</i>	142
<i>V.3.4 Conclusion</i>	143
V.4 CARACTERISATION HAUTE FREQUENCE	144
<i>V.4.1 Défaut onduleur</i>	144
<i>V.4.2 Déséquilibre machine</i>	148
<i>V.4.3 Défaut capteur</i>	149
V.4.4 CONCLUSION	150
V.5 MISE EN OEUVRE	152
<i>V.5.1 Méthode Autorégressive</i>	152
V.5.1.1 Principe de calcul de la densité spectrale avec un modèle AR.....	152
V.5.1.2 Mise en oeuvre de la méthode AR.....	154
V.5.1.3 Principe du filtrage, décalage et du sous échantillonnage.....	155
V.5.1.4 Validation expérimentale	155
V.5.1.5 Conclusion.....	157
<i>V.5.2 Caractérisation énergétique</i>	158
V.5.2.1 Principe	158
V.5.2.2 Validation expérimentale	158
a) Filtre à largeur de bande passante constante	159
b) filtre à rapport (bande passante ; fréquence fondamentale) constant	161
c) Influence de la phase dans le calcul de l'énergie.....	163
V.5.2.3 Conclusion.....	167
V.6 CONCLUSION	167
CONCLUSION GENERALE	169

ANNEXES	173
<i>Annexe A : Valeurs nominales des paramètres du banc d'essai continu.....</i>	<i>175</i>
<i>Annexe B : Valeurs nominales des paramètres du banc d'essai synchrone.....</i>	<i>177</i>
<i>Annexe C : Modélisation du déséquilibre machine.....</i>	<i>179</i>
<i>Annexe D : défaut de fermeture en double MLI.....</i>	<i>183</i>
<i>Annexe E : Arbre de défaillance T2 ou T4 ouvert.....</i>	<i>187</i>
<i>Annexe F : Prise en compte des commandes des transistors.....</i>	<i>188</i>
<i>Annexe G : Résultats expérimentaux ; double MLI.....</i>	<i>190</i>
<i>Annexe H : Modèle du courant moyen absorbé par l'onduleur</i>	<i>192</i>
<i>Annexe I : Résultats expérimentaux ; Détection du défaut onduleur.....</i>	<i>194</i>
<i>Annexe J :Caractéristiques des filtres utilisés</i>	<i>196</i>
LEXIQUES	199
BIBLIOGRAPHIE	203

CHAPITRE I

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

1.1 Introduction

La surveillance des procédés industriels, jusqu'alors réservée aux industries de hautes technologies où la sécurité est cruciale (aéronautique, nucléaire, pétrochimie..), concerne désormais de plus en plus les industries manufacturières où la disponibilité et la maintenabilité du matériel deviennent essentielles à la baisse des coûts de production.

Les défaillances, en provoquant l'arrêt partiel ou total de l'équipement, peuvent représenter des pertes économiques considérables, sans parler de l'impact sur l'environnement et des dangers pour les personnes. La surveillance a donc pour but d'augmenter :

- la fiabilité : elle se conçoit au niveau des composants et des sous-ensembles d'une part et de l'architecture du système d'autre part (redondances matérielles),
- la disponibilité : elle suppose la mise en œuvre de fonctions de détection et de localisation rapides des défaillances et la définition de plans de maintenance préventive ou prédictive efficaces.

Les systèmes de supervision et de diagnostic peuvent être mis en œuvre pendant les phases normales d'arrêt d'exploitation ou en cours d'exploitation.

En arrêt d'exploitation, l'objectif est d'évaluer le degré de vieillissement de certains éléments, de décider d'une opération de maintenance préventive ou curative.

En cours d'exploitation, le but est de garantir la sécurité et la continuité de service et d'enregistrer les événements utiles pour la maintenance curative ou le retour d'expérience.

Les systèmes électrotechniques sont des éléments clés d'un grand nombre de ces équipements industriels (entraînements électriques dans l'industrie métallurgique, chimique, systèmes électriques de propulsion et de traction, etc ..). Des défaillances peuvent affecter l'un des éléments qui les composent : convertisseur statique de puissance, composants passifs (capacités, inductance, etc ..) et actifs (machines électriques), capteurs, systèmes de commandes analogiques et digitales et interfaces.

Il est à noter que la complexité et les performances croissantes de ces systèmes contribuent à accroître les contraintes qui s'exercent sur les composants et à rendre les problèmes de

diagnostic plus difficile à résoudre. En effet les entraînements électriques sont des systèmes dont les éléments sont de nature diverse, tant en terme de technologie (analogique/numérique) qu'en terme de constante de temps. Les études préalables menées au LEG ont montré que la détection et la localisation de défaut devront faire appel à plusieurs méthodes combinées.

Les informations disponibles sur ces systèmes sont généralement peu nombreuses. L'addition de capteurs en dehors de ceux normalement utilisés pour la commande doit être justifiée par la possibilité de localiser un défaut important ou pour accroître la robustesse du diagnostic.

1.2 Introduction au diagnostic

La surveillance des procédés implique le diagnostic des défaillances. Le diagnostic consiste en la détection d'un changement anormal dans le comportement ou dans l'état d'un système et dans la localisation de sa cause. Le principe général des algorithmes de diagnostic est basé sur l'exploitation des données relevées sur le système et de la connaissance que l'on possède de son fonctionnement sain (pour la détection) ou de son fonctionnement défaillant (pour la localisation). Ces algorithmes élaborent des symptômes révélateurs du comportement défaillant et de la nature du dysfonctionnement. Ainsi en médecine, la fièvre est un symptôme révélateur de la maladie d'un patient, mais ce symptôme seul ne permet pas de localiser l'origine de la maladie.

Dans l'industrie, les premières méthodes assurant la sûreté ont utilisé la redondance matérielle. Elles se sont répandues dans les domaines où la sécurité de fonctionnement était critique tels l'aéronautique, le nucléaire, les industries pétrochimiques. Cette approche, relativement simple à mettre en oeuvre, consiste à multiplier les éléments critiques d'une installation (actionneur, capteur, système de commande). Un système de supervision traite les signaux des éléments redondants et en cas d'incohérence entre ces signaux, distingue les éléments défectueux. Pénalisante en terme de poids et de coût, elle est essentiellement réservée aux domaines où la continuité de service est obligatoire.

De nos jours le développement de l'informatique temps réel, des travaux de recherche dans les domaines de l'estimation d'état, de l'identification et de l'intelligence artificielle ont conduit à l'émergence de nouvelles méthodes permettant d'éliminer une partie ou la totalité de la redondance matérielle.

Les méthodes de diagnostic se divisent en trois familles qui dépendent essentiellement de la formalisation de la connaissance du système dont on dispose :

- les méthodes basées sur une modélisation quantitative du système (Wilsky 76, Iserman 84,96, Gertler 88, 91, Patton et al. 89, Frank 90, Patton et Chen 91a, Patton 94),
- les méthodes basées sur une modélisation des signaux (Wilsky 76, Iserman 84, Basseville, 88, Baseville et Nikiforov 93),
- les méthodes dites de connaissance (D'Ambrosio 89, Montmain et Gentil 92,93, Iserman 93, Ulieru 93, Gentil et al 94, Zwingelstein 95).

I.2.1 Méthodes basées sur une modélisation mathématique du système.

Les méthodes basées sur une modélisation quantitative du système exploitent les relations entre les variables du système considéré pour identifier les paramètres physiques à surveiller ou générer des grandeurs appelées résidus en comparant les sorties du système à celles du modèle (Figure 1-1).

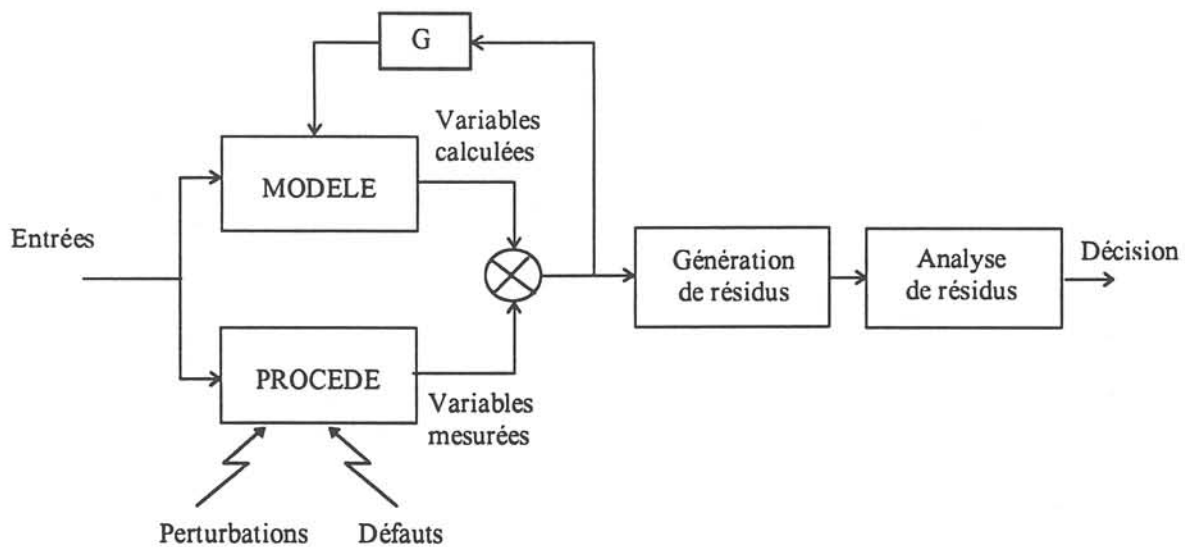


Figure 1-1 : Diagnostic par redondance analytique

En absence de défauts, dans la mesure où les relations exprimées par le modèle sont vérifiées malgré la présence de perturbations et les imprécisions du modèle, les résidus doivent être inférieurs à certains seuils. En revanche, ils doivent être sensibles aux défauts que l'on veut détecter.

Le processus de détection et de localisation comporte deux étages :

1. la génération des résidus d'une part,
 2. leur traitement d'autre part.
- Les modèles analytiques utilisés pour la synthèse des générateurs de résidus sont généralement linéaires ; ils sont représentés par des équations d'état ou des fonctions de transfert. Les perturbations sont prises en compte de manière additive à travers des matrices ; les défauts sont pris en compte soit de la même manière soit en modifiant la structure même du modèle, ce qui conduit à la notion de batterie de modèles.

Il existe plusieurs approches pour la synthèse d'un générateur de résidus : espace de parité (Chow et Willsky 84, Patton et Chen 91), observateurs de Luenberger (Luenberger 66, Frank 87), observateurs à entrées inconnues (Wünnenberg et Frank 87, Chen et al 96), observateurs généralisés (Ding et Frank 89, 91, 94, Frank et Ding 94).

- En ce qui concerne l'exploitation des résidus, différentes approches existent, en se basant sur la comparaison des résidus à des seuils fixes, à des seuils adaptatifs (calculés en calibrant les incertitudes et les perturbations ou définis par apprentissage ou par application des méthodes floues).

Ces méthodes basées sur une modélisation physique proviennent essentiellement des domaines de l'automatisation des procédés et de la simulation numérique.

1.2.2 Méthodes basées sur une modélisation des signaux

Dans ces méthodes, le contenu spectral, la variance, l'évolution temporelle, des variables mesurées sont exploités pour détecter et localiser les anomalies. L'analyse spectrale plus particulièrement est utilisée depuis de très nombreuses années pour détecter des défaillances dans les machines électriques (Cameron et Thomson 86, Chow et Fei 95, Yahoui et Grellet 96). Ces cas se prêtent bien à cette approche dans la mesure où de nombreux défauts (décentrages, rupture de barre au rotor, dégradation des roulements ...) se traduisent par l'apparition de fréquences caractéristiques directement liées à la vitesse de la machine. Ces méthodes sont principalement utilisées pour les machines directement alimentées par le réseau (harmoniques faibles et connus) et fonctionnant en régime permanent.

Avec le développement des applications à vitesse variable et l'utilisation des convertisseurs statiques, les méthodes permettant de séparer les sources et les domaines transformés, adaptés à la caractérisation des signaux non stationnaires (temps-fréquence, temps-échelle) (Jianguo et al 92) sont de plus en plus utilisées.

I.2.3 Méthodes de connaissances

Elle correspondent à une approche différente du diagnostic et peuvent s'avérer complémentaires, dans certains cas de figure, des méthodes précédentes.

Dans cette famille, on classe toutes les méthodes où le formalisme de la connaissance ne se base pas sur un modèle mathématique pour décrire les relations de causes à effets. La connaissance peut reposer sur une expertise humaine et un retour d'expérience, sous forme de règles, d'analyse fonctionnelle, de raisonnement inductif ou déductif : recherche de toutes les causes d'une anomalie ou à l'inverse, des conséquences d'un défaut.

Les grandeurs utiles au diagnostic peuvent prendre la forme de mesures, de grandeurs floues, fréquentielles, de descriptions symboliques.

La famille des méthodes de connaissances peut se diviser en deux sous familles :

- la première n'utilisant pas de modélisation qualitative,
- la deuxième basée sur une modélisation qualitative pour décrire les relations de causes à effets.

I.2.3.1 Méthodes n'utilisant pas de modèle qualitatif

Ces méthodes peuvent s'appliquer lorsque l'on ne peut pas modéliser les mécanismes reliant les causes des défaillances à leurs effets. Elle peuvent se séparer en deux groupes en fonction du type de population à diagnostiquer.

Si on dispose d'un parc de systèmes identiques important, des techniques statistiques appliquées aux données issues de retour d'expérience peuvent être envisagées.

Par contre pour un nombre limité d'exemplaires à diagnostiquer, des méthodes basées sur une classification de signatures à partir de prototypes caractéristiques des défauts définis par l'expertise humaine peuvent être envisagées.

Classification

Elle fait appel aux algorithmes de reconnaissance de formes (Dubuisson 90) ou aux réseaux neuronaux (Penman et Yin 92, 94, Frank 95) pour définir à quelle forme type une observation ressemble le plus. Pour les deux méthodes, le processus de classification est similaire et se déroule en quatre étapes (Figure 1-2) :

- la sélection de signatures initiales à partir du procédé,
- la construction des vecteurs de formes à partir des signatures initiales,
- la réalisation d'une base d'apprentissage définissant les formes associées à des fonctionnements en comportement sain ou en défaut déjà identifiés,
- l'exploitation du système de diagnostic qui, à chaque acquisition, calcule la forme associée dans l'espace de représentation avant de la classer parmi les formes acquises.

Si une forme n'existe pas, le processus doit rejeter et mémoriser la forme pour définir une nouvelle classe si on retrouve plusieurs fois cette signature.

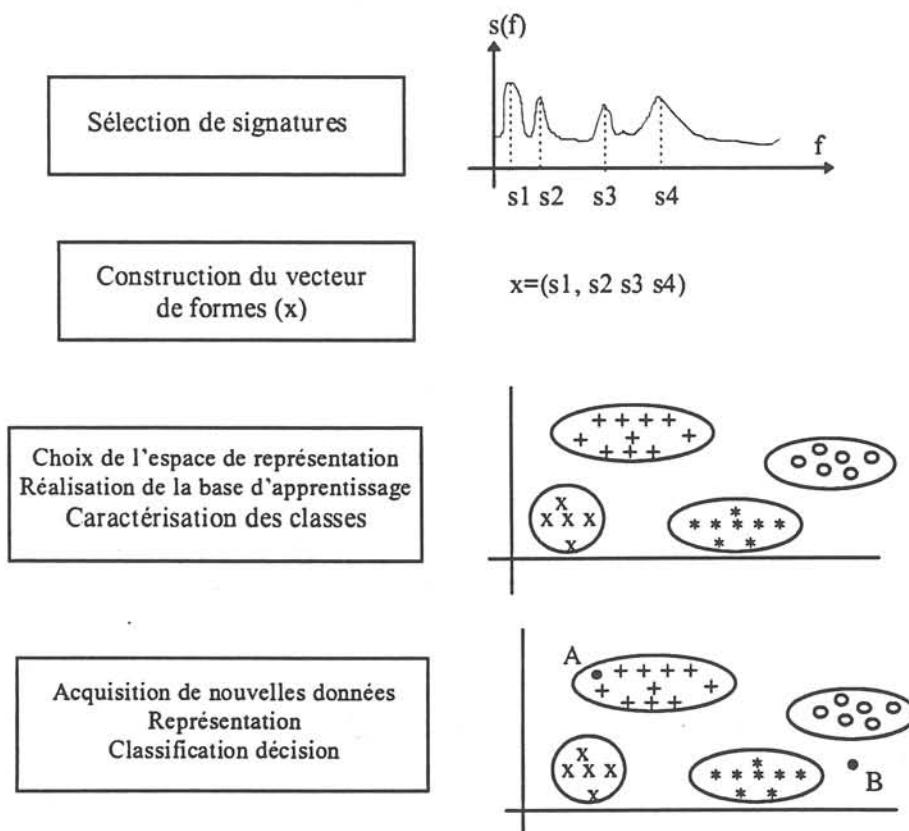


Figure 1-2 : Etape du diagnostic par classification

1.2.3.2 Méthode basée sur un modèle qualitatif

L'intérêt des modèles qualitatifs est de fournir un ensemble de connaissances facilement interprétables par un être humain ; ce qui permet d'étudier un système sans disposer de son modèle mathématique. Le principe de ces méthodes est d'établir un lien entre les causes initiales des défaillances et leurs effets. Parmi ces méthodes on retrouve des méthodes inductives et des méthodes déductives basées sur des modèles de panne (arbre de défaillance, analyse des modes de défaillances et de leurs effets AMDE) ou de bon fonctionnement (graphe causal).

Les méthodes de bon fonctionnement possèdent une architecture similaire à celle des modèles parallèles quantitatifs (Catellani 92) ; la différence vient du fait que l'information n'est plus codée sous forme numérique mais sous forme symbolique. Analysons un peu plus en détail ces différentes méthodes.

a) Analyse des modes de défaillances et de leurs effets (AMDE)

L'AMDE est une méthode qui étudie les causes et les effets des défaillances. Cette méthode, très utilisée pour les études de sûreté de fonctionnement lors de la conception de systèmes prend en compte toutes les défaillances plausibles et analyse les conséquences sur le procédé.

Cette méthode s'étend en considérant la probabilité d'occurrence de chaque défaut et analyse la gravité des effets de ces défauts ; elle s'appelle alors AMDEC (analyse des modes de défaillances de leurs effets et de leur criticité (Villemeur 88)).

b) Arbre de défaillance ou arbre des causes

L'arbre de défaillance est une méthode dans laquelle on identifie toutes les combinaisons d'événements possibles qui entraînent la réalisation d'un événement unique et indésirable (Lee *et al* 85, Limnios 91). L'enchaînement des combinaisons à l'aide de symboles logiques est organisé sous forme d'arbre où chaque événement à un niveau donné est généré à partir des combinaisons logiques d'événements de niveau inférieur. Cette procédure se répète jusqu'à atteindre les événements élémentaires appelés événements de base.

Par exemple, si les phares d'une voiture ne s'allument pas, l'arbre de défaillance (Figure 1-3) s'écrit :

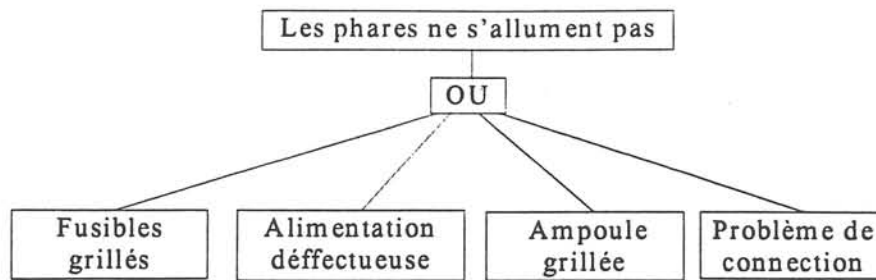


Figure 1-3 : Arbre de défaillances ; les phares ne s'allument pas

Au sommet de l'arbre on retrouve l'événement indésirable " les phares ne s'allument pas". En bas de l'arbre on retrouve les événements de base.

L'arbre de défaillance représente un outil pour identifier les causes premières conduisant à une défaillance indésirable. Il peut être utilisé pour calculer la probabilité de l'événement sommet en fonction des probabilités des événements de base.

Remarque :

Au chapitre III, nous avons adopté le symbolisme des arbres de défaillances pour le diagnostic mais dans ce cas l'événement indésirable correspond au défaut (Ampoule grillée) et les événements de base sont les symptômes des événements à diagnostiquer (les phares ne s'allument pas). Cette représentation, appelée « Arbre de symptômes », est définie plus en détail dans ce chapitre.

c) Graphe causal

Le raisonnement causal est relatif à l'analyse du comportement d'un système sous la forme de relation de "cause-effet". La causalité stipule que tout effet a une cause et les mêmes causes dans les mêmes conditions entraînent les mêmes effets.

Le graphe causal (Montmain 94, Ouassir 97 *et al*) est ainsi un modèle du comportement sain du procédé. C'est un graphe orienté qui décrit les relations unidirectionnelles entre les variables d'un système. Les noeuds symbolisent les variables et les arcs reliant les noeuds représentent les relations entre ces variables. La Figure 1-4 représente la transformation d'un système en un graphe causal.

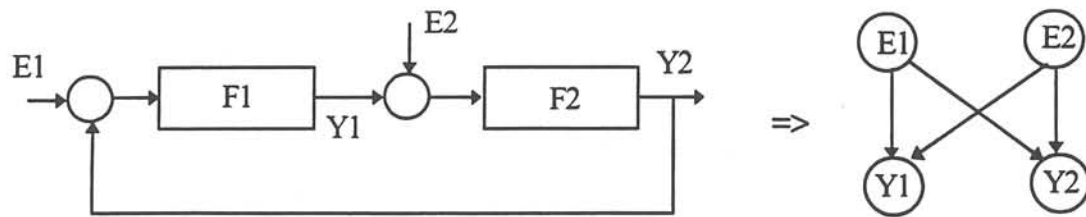


Figure 1-4 : Transformation en un graphe causal

Le diagnostic à base de graphe causal consiste à chercher la variable source dont la variation est suffisante pour expliquer toutes les déviations détectées sur les autres variables. L'analyse du chemin de propagation s'effectue avec des tests locaux entre une variable et ses antécédents provenant d'un arc et d'une variable précédente.

A la limite entre ces deux familles, on retrouve les systèmes experts que l'on peut classer dans l'une ou l'autre famille. En effet, lorsque les connaissances utilisées par le développement du système expert reposent sur un apprentissage des relations de causes à effets, on a tendance à les classer dans la première famille.

Cependant l'utilisation d'une modélisation fonctionnelle dans les relations de causes à effets permet également de classer les systèmes experts dans la famille basée sur un modèle qualitatif.

A partir d'un ensemble de faits et d'une base de connaissances préalablement établie, le système expert doit inférer une décision. Il est constitué de plusieurs éléments qui sont :

- une base de fait,
- une base de connaissance,
- le moteur d'inférence,
- un ensemble d'interface et de mise à jour du système expert.

La Figure 1-5 résume les différentes méthodes de diagnostic sous formes de synoptique :

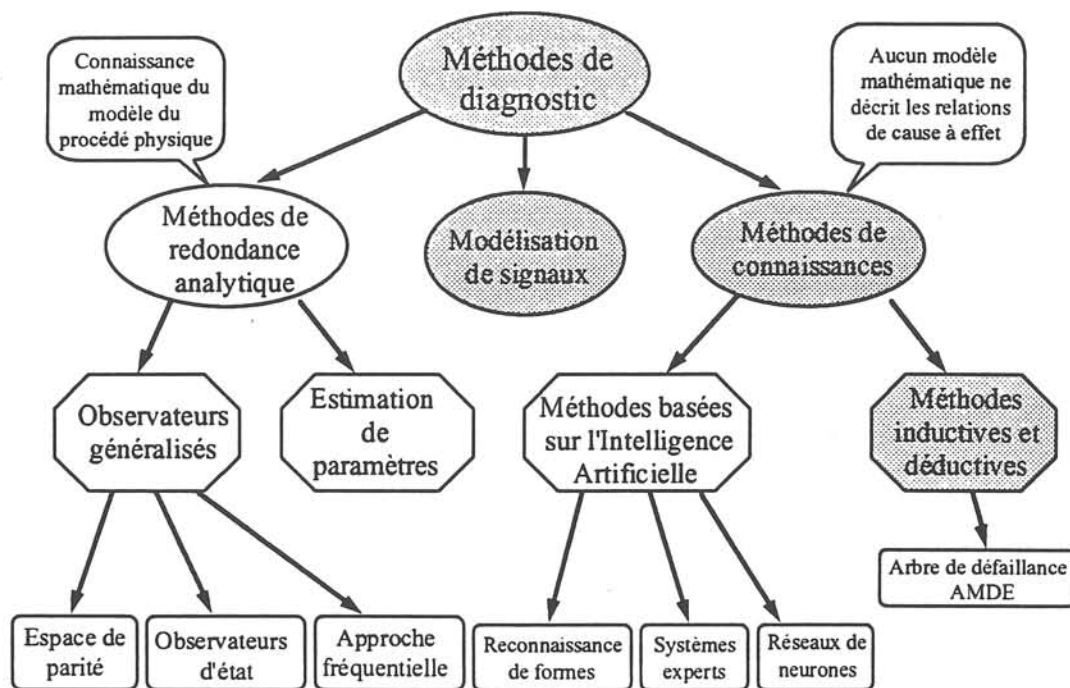


Figure 1-5: Méthodes de diagnostic

1.3 Cadre de notre étude

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre de recherches développées au LEG depuis plusieurs années sur le diagnostic des défauts dans les entraînements électriques. Les travaux précédents (Catellani 92, Rostaing 97, Courtine 97), concernaient les méthodes de redondances analytiques basées sur des modèles quantitatifs. Cette thèse a pour but d'étudier l'apport des méthodes de modélisation de signaux et des méthodes de connaissances : classification, méthodes inductives utilisant des combinaisons de symptômes.

Ces symptômes utilisés dans ce type de méthode peuvent être séparés en deux classes:

- Les symptômes provenant du retour d'expérience (historique du procédé, statistique de pannes, classe de signatures)
- Les symptômes quantitatifs provenant des mesures.

Nous n'avons exploité que ce deuxième type de symptôme défini dans les domaines temporels ou fréquentiels.

Le document est organisé comme suit :

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation générale des entraînements électriques. Après une description des bancs d'essais (continu, synchrone) et des différentes pannes qui peuvent les affecter, une présentation des outils et des modèles de simulation sera effectuée.

Dans le troisième chapitre, nous effectuons une analyse détaillée des défauts affectant le banc continu afin de déterminer les symptômes temporels qui caractérisent le mieux les défaillances étudiées. Les méthodes de détection exploitant ces symptômes et basées sur l'utilisation d'un arbre de symptômes sont mises en oeuvre et validées expérimentalement.

Dans le quatrième chapitre, une étude générale de l'ensemble des défauts affectant l'entraînement synchrone est réalisée. Les symptômes temporels caractérisant ces défauts sont mis en évidence. Ils sont exploités par trois méthodes différentes validées expérimentalement.

La caractérisation fréquentielle des défauts fait l'objet du dernier chapitre et utilise différentes méthodes (analyse spectrale, représentation temps fréquence) pour le diagnostic.

Enfin les limites de ces travaux et les perspectives d'un diagnostic général sur les entraînements électriques en combinant toutes ces approches (redondance analytique, modélisation de signaux, connaissance) sont présentées en conclusion.

CHAPITRE II

Présentation des entraînements électriques

II.1 Introduction

Après avoir décrit les différentes méthodes de diagnostic et posé le cadre de l'étude, le diagnostic nécessitant une bonne connaissance du système, ce chapitre se consacre à la présentation des entraînements électriques, plus particulièrement aux entraînements électriques continu et synchrone qui constituent les applications étudiées. L'objectif de cette partie est de :

- décrire et étudier le fonctionnement des différents éléments qui caractérisent les deux types d'entraînements,
- identifier et décrire les défauts qui peuvent affecter ces entraînements,
- définir les modèles de simulation mis en oeuvre pour étudier les défauts.

Un entraînement électrique est un système composé généralement d'une machine tournante, de sa charge, de son alimentation et de son système de contrôle (numérique ou analogique). La structure de commande, asservissement en courant, en vitesse, dépend du type d'application considérée.

De nos jours, les entraînements électriques à vitesse variable représentent une part de plus en plus importante dans les entraînements industriels. Leur utilisation conduit à insérer un convertisseur statique entre le réseau et la machine (Figure 2-1). Le convertisseur, la commande dépendent du type de moteur utilisé (machine continue, synchrone, asynchrone).

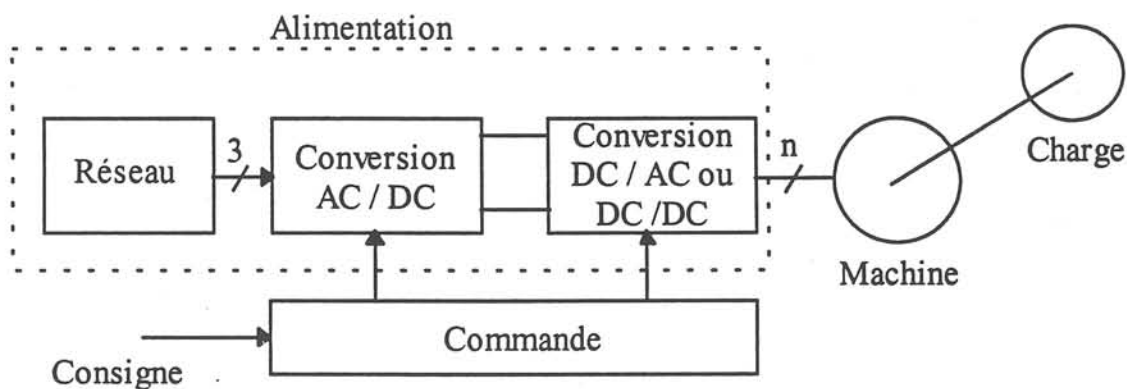


Figure 2-1 : Structure générale d'un entraînement électrique

Ainsi vu leur complexité croissante (convertisseur, commande numérique, chaînes d'acquisition...), les entraînements électriques sont de plus en plus soumis aux défaillances, ce qui rend le suivi de fonctionnement de plus en plus indispensable.

Jusqu'à présent au laboratoire, les recherches sur le diagnostic dans les entraînements électriques se sont portées sur des techniques de redondance analytique (Rostaing 97, Courtine 97) appliquées aux entraînements continus.

Dans un premier temps, nous avons choisi de continuer à travailler sur le banc continu afin d'expérimenter des méthodes de connaissance et de déterminer si elles pouvaient être complémentaires aux méthodes déjà étudiées sur la redondance analytique.

Par la suite, cette étude sur les méthodes de connaissance va s'étendre aux entraînements alternatifs synchrones qui eux, sont beaucoup plus répandus dans le monde industriel.

Nous allons présenter les deux applications, avant de décrire plus en détail les éléments fonctionnels qui composent les entraînements électriques à savoir :

- la source d'alimentation,
- le système de commande,
- le moteur et sa charge.

Pour chacun de ces éléments fonctionnels nous distinguerons le cas de l'entraînement continu et synchrone si ces éléments sont différents.

II.2 Présentation des deux applications

II.2.1 Présentation du banc d'essai continu

L'entraînement continu considéré est constitué d'une machine à courant continu à aimants associée à un hacheur réversible en courant et en tension, fonctionnant en contrôle de couple (Figure 2-2). Le banc continu se compose :

- d'une alimentation,
- d'une machine à courant continu à aimants d'une puissance de 1 kW et d'une charge constituée par une génératrice débitant dans une résistance,
- d'un calculateur de commande qui assure la régulation du courant et la génération des défauts. La régulation numérique est réalisée par un régulateur de type PI (Proportionnel Intégral),

- d'un système d'acquisition et de traitement de données (VIEWDAC) installé sur PC, et relié au procédé par l'intermédiaire d'une carte d'interface.

Les paramètres du banc continu sont donnés en annexe A.

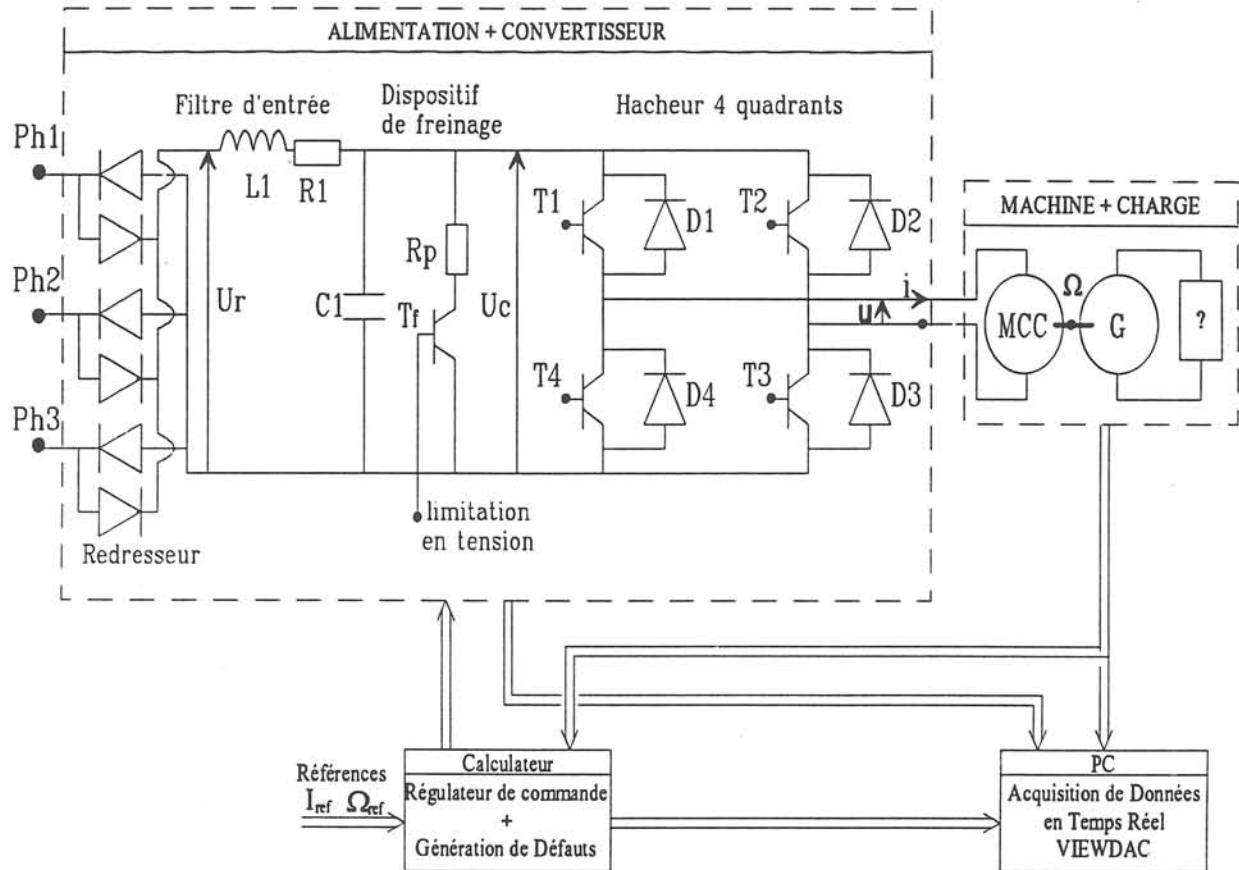


Figure 2-2 : Structure du banc continu

II.2.2 Présentation du banc d'essai synchrone

L'entraînement synchrone considéré est constitué d'une machine synchrone à aimants associée à un onduleur de tension, le tout fonctionnant en contrôle de vitesse (figure 2-3).

Le banc synchrone se compose ainsi :

- d'une alimentation constituée d'un redresseur à diodes, d'un filtre LC, d'un système de dissipation d'énergie,
- d'un onduleur de tension commandé par un dispositif à MLI intersective dont la fréquence peut varier entre 2 et 20 kHz,
- d'une machine synchrone à aimants d'une puissance de 6 kW,

- d'une charge constituée par une génératrice débitant dans une résistance,
- d'un asservissement en vitesse constitué de deux boucles en cascade (courant, vitesse), les régulateurs type PI (Proportionnel Intégral) étant analogiques,
- d'un PC qui assure la génération des défauts et l'acquisition des données, relié au procédé par une carte d'interface.

Les paramètres du banc synchrone sont en annexe B.

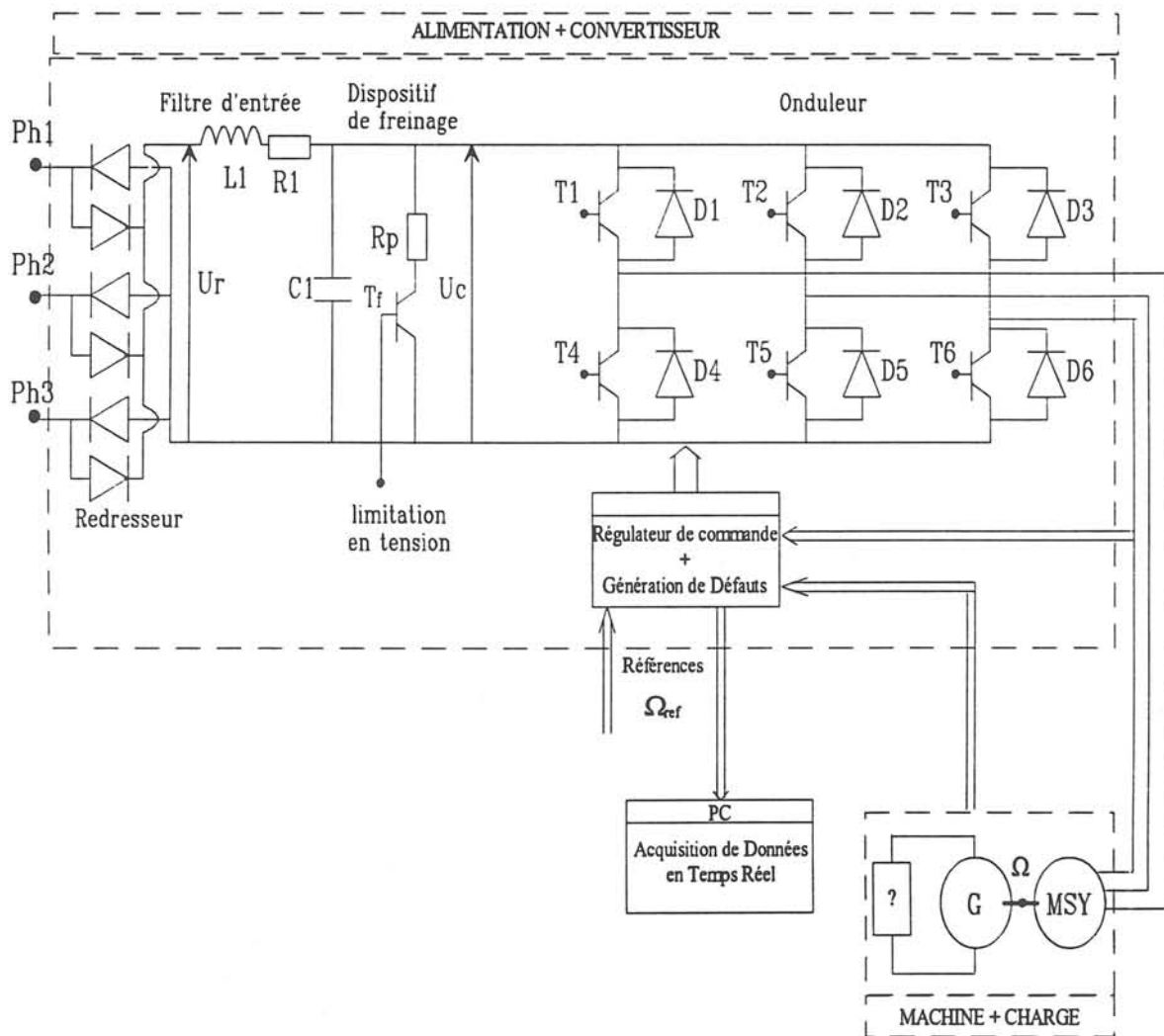


Figure 2-3 : Structure du banc synchrone

II.3 Description des éléments des entraînements électriques

Dans cette partie nous allons détailler les sous-ensembles qui composent les éléments fonctionnels (alimentation, système de contrôle, moteur) et nous analyserons leurs fonctionnements.

II.3.1 Alimentation

Du point de vue du diagnostic l'alimentation du moteur en tension peut se décomposer en deux sous-ensembles :

1. La source de tension continue qui assure la conversion AC/DC comprenant l'alimentation (réseau triphasé), le redresseur et un filtre.
2. Le convertisseur statique qui dépend de l'application considérée (hacheur : convertisseur de tension DC/DC, ou onduleur de tension : convertisseur DC/AC)

II.3.1.1 Source continue

Que ce soit pour le banc synchrone ou continu, la structure de la source de tension continue est commune c'est à dire qu'elle a les mêmes éléments fonctionnels (réseau + redresseur + filtre). Seules les dimensions des éléments qui la constituent changent.

Comme le redresseur n'est pas réversible en courant, la source continue est suppléée par un dispositif de freinage (figure 2-4), qui permet de dissiper l'énergie pouvant être renvoyée par l'ensemble convertisseur/machine/charge lors d'un fonctionnement de la machine en mode générateur (fonctionnement en frein).

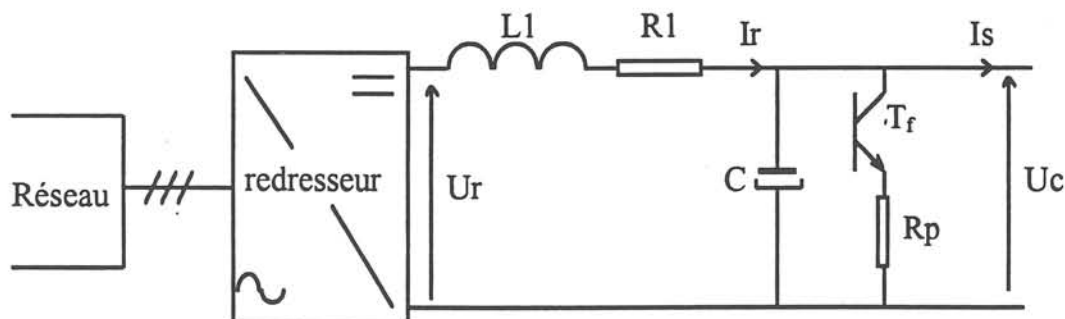


Figure 2-4 : Structure de la source avec dispositif de dissipation d'énergie

La tension capacité, U_c , est obtenue par filtrage de la tension de sortie du redresseur triphasé U_r .

- En fonctionnement moteur U_c est toujours inférieure à la valeur maximale de la tension redressée et présente une ondulation dont les harmoniques sont celles de la tension redressée (300 Hz, 600 Hz, ...). L'allure des tensions est représentée sur la figure 2-5.

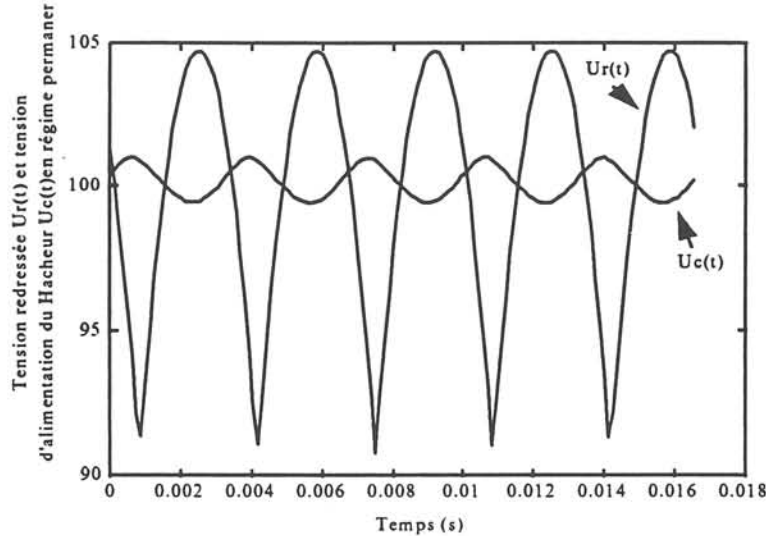


Figure 2-5 : Allure de la tension de la capacité $U_c(t)$ et de la tension redressée $U_r(t)$

La tension capacité $U_c(t)$ est donc de la forme :

$$U_c(t) = U_{co} + \sum_{i=1}^{\infty} v_i \cos(i \omega_1 t + \Phi_{1i}) ; \quad \omega_1 = 2\pi \cdot 6fr ; \quad f_r = 50\text{Hz} \quad (\text{II.1})$$

avec U_{co} : valeur moyenne de la tension capacité,

v_i : amplitude de l'harmonique i , Φ_{1i} : déphasage de l'harmonique i ,

fr : fréquence du réseau = 50 Hz.

- En fonctionnement frein, comme le redresseur à diodes est non réversible en courant, la capacité se charge et la tension à ses bornes croît au delà de la tension redressée maximale. U_c est maintenue entre deux valeurs U_h et U_b grâce à la commande du transistor de frein T_f , qui met en service de manière cyclique une résistance de dissipation lorsque U_c est supérieure à U_h (figure 2-6).

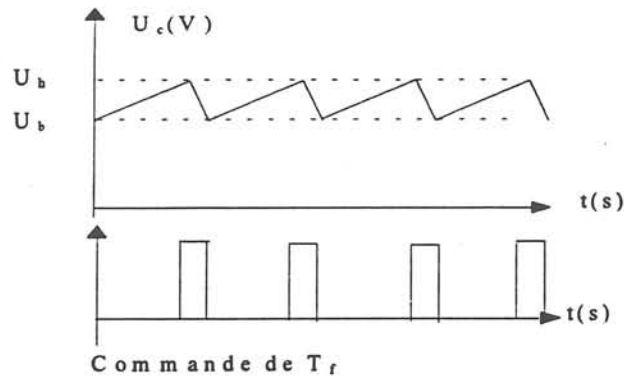


Figure 2-6 : Commande du transistor de frein

II.3.2 Convertisseur

a) Entraînement continu

Pour l'entraînement électrique continu, le convertisseur continu-continu est un hacheur à 4 quadrants. Il est constitué de deux bras composés de transistors et de diodes en antiparallèle (figure 2-7). Ce type de convertisseur permet d'utiliser deux stratégies de commande : l'une à simple modulation de largeur d'impulsion (simple MLI) et l'autre à double modulation de largeur d'impulsion (double MLI).

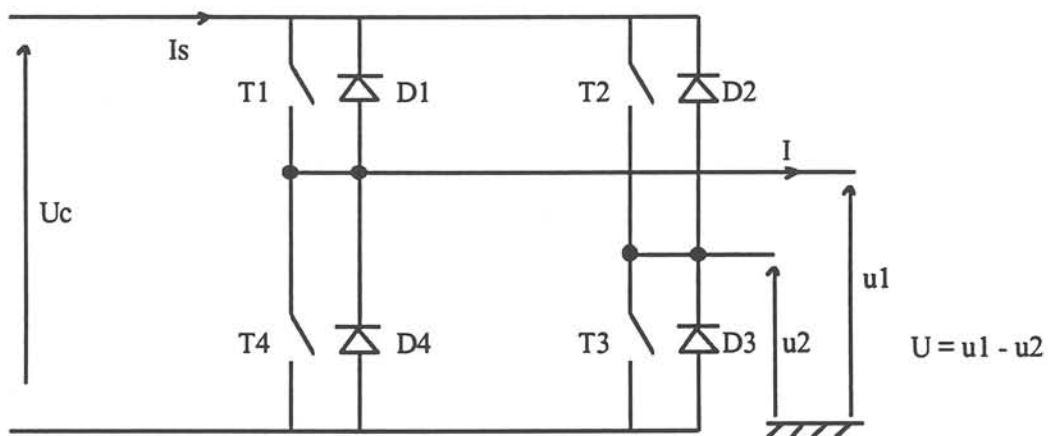


Figure 2-7 : Topologie du hacheur 4 quadrants.

Les commandes des transistors et les phases de conduction diffèrent selon le signe de la grandeur de commande β et selon le signe du courant dans la machine. L'instant d'intersection de la grandeur de commande β avec le signal de la porteuse triangulaire de la MLI indique le changement de configuration. La succession des commandes (Figure 2-8) sur une période de MLI T_{MLI} est la suivante :

- En simple MLI, si β est supérieur à la porteuse, on commande T1 et T3, ($U_{\text{moteur}} = U_c$ en négligeant la chute de tension aux bornes des composants) ; dans le cas contraire, on commande T2 et T4 ($U_{\text{moteur}} = -U_c$).

En simple MLI les ordres de commandes sont donc : [T1;T3], [T2;T4], quel que soit β .

Par conséquent, la tension moyenne sur une période de MLI aux bornes du moteur est :

$$U_{\text{moy}} = \beta U_c \quad (\text{II.2})$$

Ainsi en simple MLI, du fait des ordres de commande des transistors, la tension instantanée appliquée au moteur n'est jamais nulle (pas de phase de roue libre) ; il en est de même pour le courant moteur qui n'est jamais nul par morceaux.

Pour des références de courant faible, le courant instantané dans la machine peut être alternativement positif puis négatif. On distingue ainsi trois cas de figure : une où le courant instantané est toujours positif, une où il est toujours négatif, une où il varie entre positif et négatif.

- Double MLI :

En double MLI, on fait intervenir la grandeur de commande opposée $-\beta$. Le premier bras est commandé par la commande β , le second par la commande opposée $-\beta$, avec la convention que lorsque la grandeur de commande du bras (β , ou $-\beta$) est supérieure à la porteuse, on commande le transistor haut du bras et inversement. Ceci nous donne la succession des commandes suivantes :

$$1. [T1;T3], [T3;T4], [T1;T3], [T1;T2], \text{ si } \beta > 0, \quad (\text{II.3a})$$

$$2. [T2;T4], [T1;T2], [T2;T4], [T3;T4], \text{ si } \beta < 0. \quad (\text{II.3b})$$

En double MLI il y a donc quatre commandes différentes [T1;T3], [T1;T2], [T2;T4], [T3;T4]. La tension moyenne sur une période de MLI aux bornes du moteur est également :

$$U_{\text{moy}} = \beta U_c$$

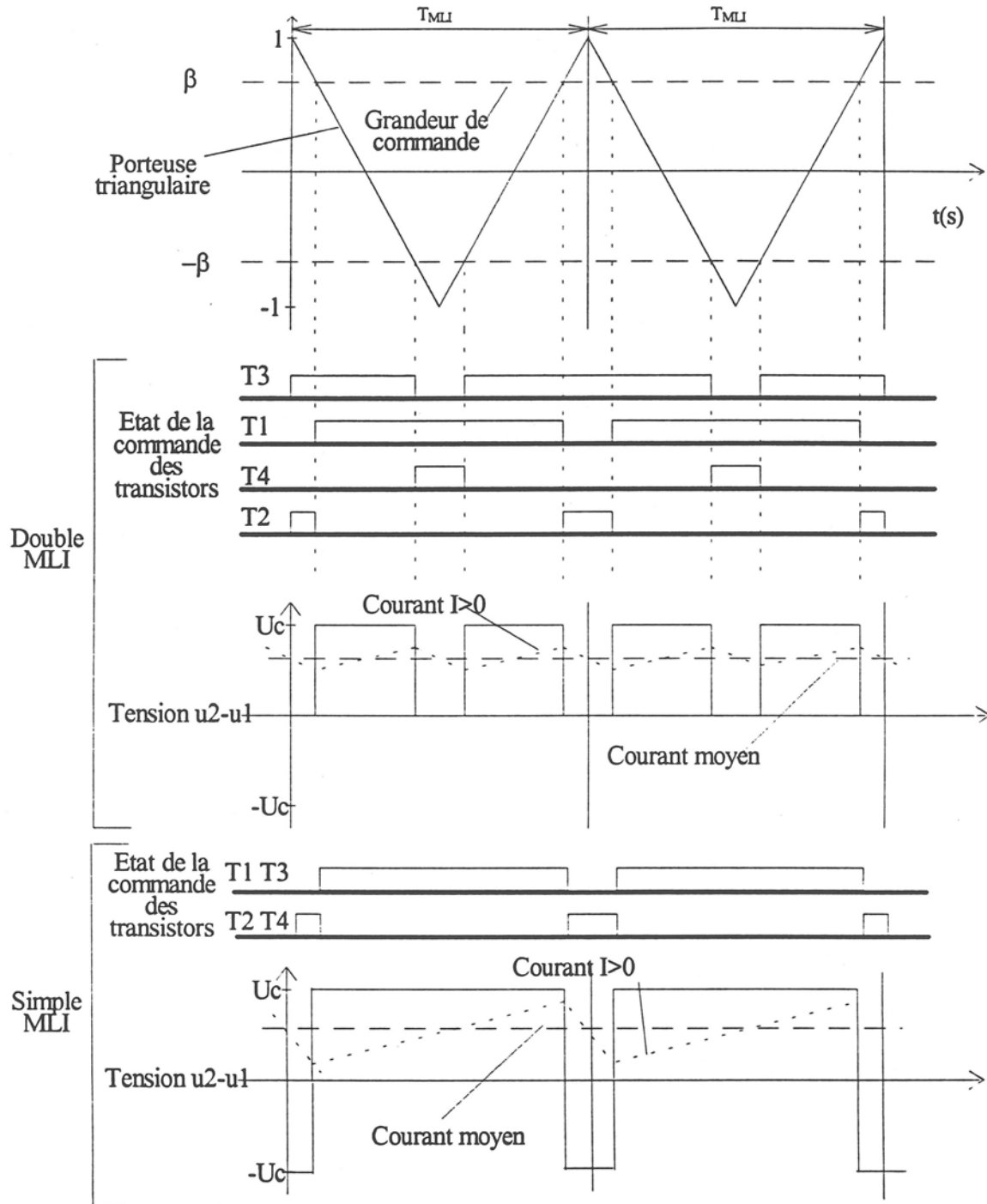


Figure 2-8 : Principe de la double et de la simple MLI pour une commande $\beta > 0$ et un courant $I > 0$.

Ainsi en double MLI, les phases de roue libre font partie du fonctionnement sain ; en revanche pour une grandeur de commande positive, on n'observe jamais de tension instantanée négative et vice versa. Pour des références de courant faible le courant instantané dans la machine peut être nul par morceaux. On distingue ainsi deux phases : une où le courant instantané est toujours positif, une autre où il est toujours négatif.

Remarque :

Pour une fréquence de MLI donnée, la commande en double MLI permet de doubler la fréquence de hachage de la tension et des courants du moteur ce qui diminue les ondulations du courant moteur ainsi que celles du couple.

b) Entraînement synchrone

Pour l'entraînement électrique synchrone, le convertisseur continu-alternatif est un onduleur de tension. Il est constitué de trois bras (A,B,C) composés chacun de 2 transistors et de 2 diodes en antiparallèle (Figure 2-9).

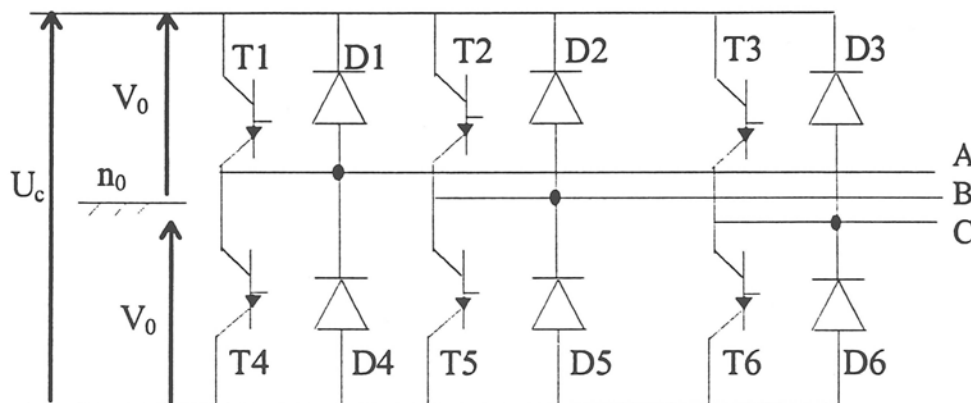


Figure 2-9 : Topologie de l'onduleur de tension

Dans le cas considéré, la commande de l'onduleur utilise le principe de la MLI intersective. Le signal de commande β_i (avec $i = A, B, C$ et $-1 < \beta_i < 1$) est comparé au signal triangulaire de la MLI. Si le signal de commande est supérieur au signal de MLI, on commande le transistor supérieur du bras et inversement (Figure 2-10). Les trois bras ont chacun un fonctionnement indépendant et les transistors du même bras sont donc commandés de façon complémentaire. Les tensions de phases référencées par rapport au neutre n_0 en entrée de l'onduleur ne prennent que les deux valeurs $+V_0$ ou $-V_0$ avec $V_0 = \frac{U_c}{2}$.

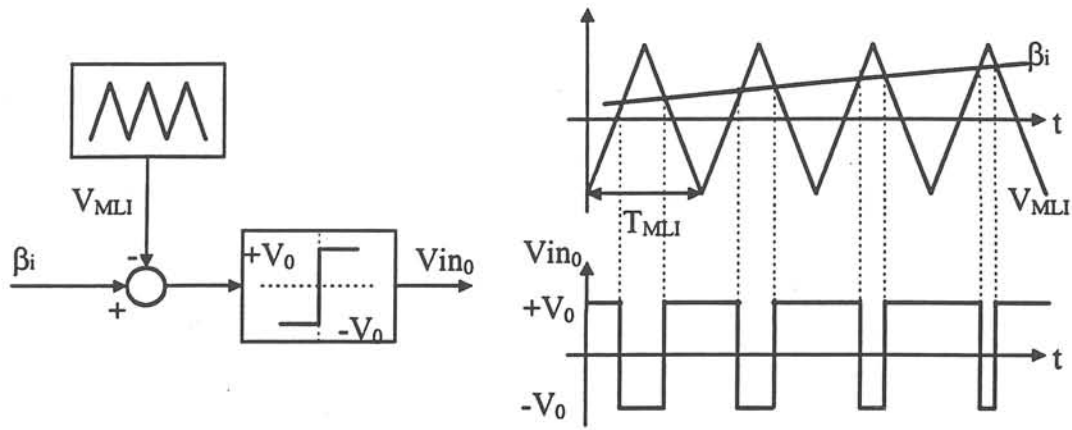


Figure 2-10 : Principe de fonctionnement d'un bras d'onduleur en MLI intersective.

Les tensions en sortie de l'onduleur V_{in0} (avec $i = A, B, C$) prennent ainsi les valeurs $\pm V_0$. Quand la fréquence de MLI est assez élevée, on peut considérer que la valeur moyenne V_{in0m} sur une période de MLI de la tension instantanée V_{in0} en sortie de l'onduleur est peu différente de $\beta_i V_0$ (Figure 2-11).

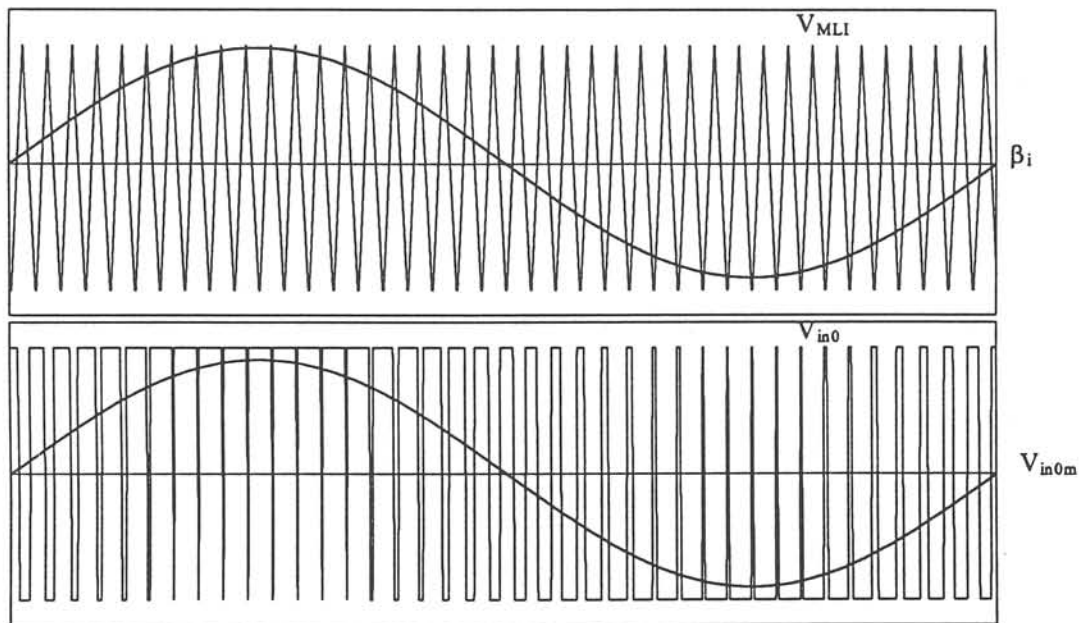


Figure 2-11 : Allure des tensions en sortie de l'onduleur.

le temps de garde

En pratique, afin d'éviter les courts-circuits de l'alimentation continue, un temps de garde t_g est aménagé entre la fin de la commande d'un transistor T_i et la commande du transistor complémentaire T'_i (Figure 2-12).

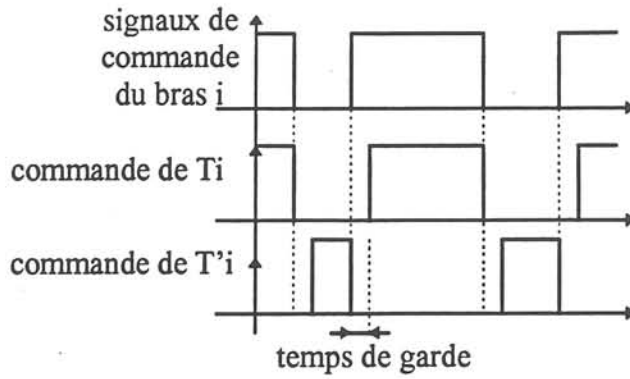


Figure 2-12 : Commande des transistors avec la prise en compte des temps de garde.

A tension donnée aux bornes de la machine, les temps de garde provoquent des non-linéarités qui dépendent du signe des courants. On considère souvent, pour simplifier l'étude, que ces non-linéarités peuvent être modélisées comme suit :

$$V_{j0} = \beta'_j \cdot V_0 = \left(\beta_j - \text{sign}(i_j) \cdot \frac{2 \cdot t_g}{T_{MLI}} \right) \cdot V_0 \quad (\text{II-4})$$

t_g représente la valeur du temps de garde, T_{MLI} étant la période de la porteuse MLI

Dans la suite nous négligerons les temps de garde et nous considérerons que la tension moyenne en sortie de l'onduleur s'écrit :

$$V_{i0} = \beta_i \cdot V_0 = \beta_i \frac{U_c}{2} \quad (\text{II-5})$$

II.3.2.2 Commande

Un entraînement électrique est souvent contrôlé par des asservissements en cascade (boucle de courant incluse dans une boucle de vitesse) car les constantes de temps électriques sont très inférieures aux constantes de temps mécaniques.

a) Entraînement continu

Dans l'application étudiée nous utilisons uniquement la boucle de courant pour réaliser un contrôle du couple. Le correcteur numérique $C(z)$ installé dans le calculateur fournit une grandeur de commande β au hacheur à chaque période de régulation T_{pi} ($T_{pi} = 3 T_{MLI}$). La prise en compte de la commande par le hacheur s'effectue à chaque période de MLI T_{MLI} . La figure 2-13 représente le synoptique de la boucle de courant réelle.

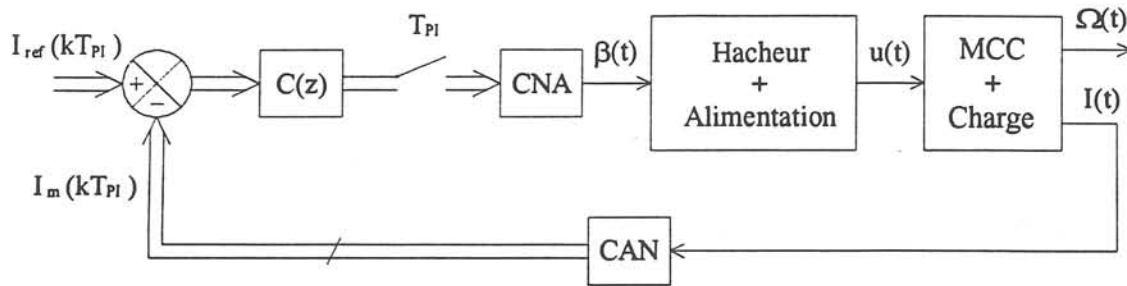


Figure 2-13 : Synoptique de la boucle de courant réelle

b) Entraînement synchrone

La commande de l'entraînement synchrone assure un asservissement de la vitesse. Cet asservissement est réalisé par un autopilotage en courant. Les courants de phase sont asservis à des références sinusoïdales calculées en fonction de la position mesurée du rotor. L'amplitude des courants de référence est fournie par le correcteur de vitesse (PI). L'asservissement en courant est réalisé directement par trois correcteurs (PI+filtre). Le synoptique de l'asservissement est représenté à la Figure 2-14.

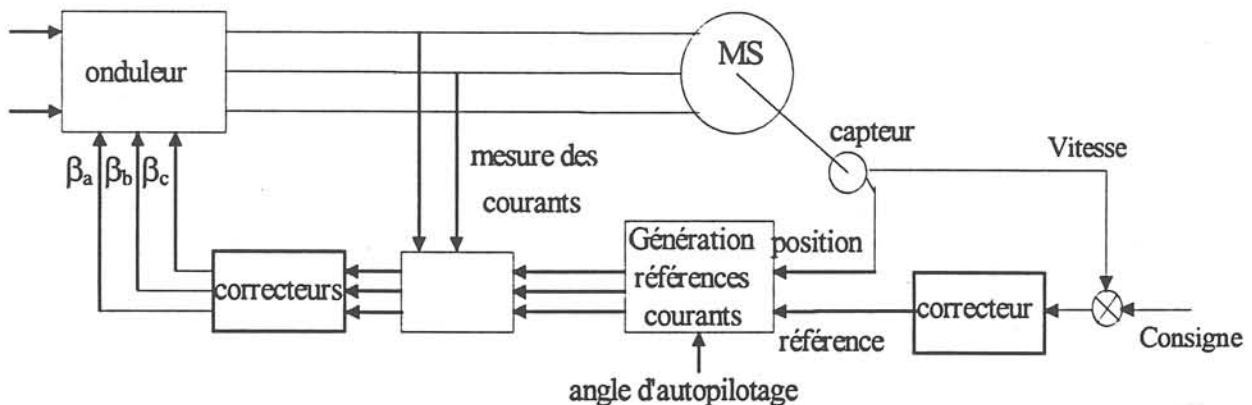


Figure 2-14 : Structure de la commande

Toute la structure de commande est réalisée de manière analogique ce qui permet d'utiliser des fréquences de MLI très élevées (>20 kHz).

Dans le banc d'essai nous avons une structure à trois correcteurs de courant ; ceci implique que la somme des grandeurs de commande n'est pas nulle. En général dans l'industrie on trouve soit cette structure à trois boucles de courant, soit une autre structure utilisant deux correcteurs de courant pour laquelle la somme des grandeurs de commande est nulle. Dans tous les cas de figure, on a seulement deux capteurs de courant car la somme des courants absorbés par le moteur est nulle.

II.3.2.3 Machine

a) Entraînement continu

Sur le banc continu, nous utilisons un moteur à aimants de puissance 1 kW. Le modèle électrique de la machine est le suivant :

Modèle électrique :

L'induction rotorique des aimants crée une force électromotrice (fem) E proportionnelle à la vitesse :

$$E(t) = K \cdot \Omega(t) \quad (\text{II.6})$$

L'équation électrique de la tension aux bornes du moteur est la suivante :

$$u(t) = R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + E(t) \quad (\text{II.7})$$

avec $u(t)$ la tension d'induit aux bornes du moteur, $i(t)$ le courant d'induit, R et L désignent la résistance et le coefficient d'induction de l'induit, K la constante de flux et $\Omega(t)$ la vitesse.

b) Entraînement synchrone

Le moteur synchrone utilisé est un moteur à aimants permanents, à entrefer constant (isotrope), et de puissance 6 kW.

L'axe de la phase a est pris comme origine des phases. La position électrique du champ rotorique est notée θ et la pulsation électrique $\omega_s \left(\omega_s = \frac{d\theta}{dt} \right)$. L'induction rotorique crée des flux dans les enroulements statoriques de la machine qui sont de la forme :

$$\begin{aligned} \Phi_{ra} &= K_1 \cdot \cos \theta \\ \Phi_{rb} &= K_1 \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \Phi_{rc} &= K_1 \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

K_1 : constante de la fem

Les fem induites par le rotor dans chaque phase du stator s'écrivent donc :

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = -K_1 \cdot \omega_s \cdot \sin \theta \\ e_b &= \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = -K_1 \cdot \omega_s \cdot \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_c &= \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = -K_1 \cdot \omega_s \cdot \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (II.9)$$

Les équations électriques de la machine sont :

$$\begin{aligned} V_a &= r_a \cdot i_a + \frac{d}{dt} (L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c) + e_a \\ V_b &= r_b \cdot i_b + \frac{d}{dt} (L_b \cdot i_b + M_{ba} \cdot i_a + M_{bc} \cdot i_c) + e_b \\ V_c &= r_c \cdot i_c + \frac{d}{dt} (L_c \cdot i_c + M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b) + e_c \end{aligned} \quad (II.10)$$

avec

V_i : tensions phase/neutre (neutre machine), e_i : fem induite dans la phase i , $i=[a,b,c]$.

Comme la machine est symétrique et isotrope :

- les résistances des 3 phases sont égales :

$$r_a = r_b = r_c = r \quad (II.11)$$

- les inductances sont de la forme :

$$L_a = L_b = L_c = L_0 \quad (II.12)$$

- les mutuelles entre phases s'écrivent :

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ac} = M_0 \quad (II.13)$$

Ceci nous donne les équations de la machine :

$$\begin{aligned} V_a &= r \cdot i_a + L_s \cdot \frac{d}{dt} i_a + e_a \\ V_b &= r \cdot i_b + L_s \cdot \frac{d}{dt} i_b + e_b \\ V_c &= r \cdot i_c + L_s \cdot \frac{d}{dt} i_c + e_c \end{aligned} \quad (II.14)$$

où L_s représente l'inductance cyclique de la machine $L_s = L_0 - M_0$

II.3.2.4 Représentation vectorielle

Dans la suite, pour faciliter les manipulations des grandeurs triphasées, nous utilisons une représentation vectorielle des grandeurs électriques. Elle permet, suivant le référentiel choisi de manipuler des grandeurs continues ou alternatives. On définit les vecteurs représentant les grandeurs électriques comme suit :

Soit un nombre complexe $[X]_{\alpha,\beta}$ associé au système de grandeurs électriques statoriques x_a , x_b et x_c et tel que :

$$[X]_{\alpha,\beta} = k \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = x_\alpha + j \cdot x_\beta \quad (\text{II.15})$$

Les composantes du vecteur \bar{X} nous donne la transformée suivante, nommée "transformée de Concordia" :

$$\begin{aligned} x_\alpha &= k \cdot \left(x_a - \frac{x_b + x_c}{2} \right) \\ x_\beta &= k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (x_b - x_c) \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

Si par ailleurs $x_a + x_b + x_c = 0$ on obtient une forme simplifiée de la transformé de Concordia :

$$\begin{aligned} x_\alpha &= \frac{3}{2} \cdot k \cdot x_a \\ x_\beta &= k \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (x_a + 2 \cdot x_b) \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

Les composantes x_α et x_β peuvent être interprétées comme les projections du vecteur \bar{X} dans un repère orthonormé (α, β) attaché au stator. La transformée de Concordia transforme ainsi un système triphasé (a, b, c) en un système diphasé (α, β) .

- Si x_a , x_b et x_c sont des grandeurs triphasées équilibrées de la forme :

$$\begin{aligned} x_a &= X_0 \cos \varphi(t) \\ x_b &= X_0 \cos \left(\varphi(t) - \frac{2\pi}{3} \right) \\ x_c &= X_0 \cos \left(\varphi(t) + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

on obtient :

$$[X]_{\alpha,\beta} = \frac{3}{2} \cdot k \cdot X_0 \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (\text{II.18})$$

Le vecteur \bar{X} décrit alors une trajectoire circulaire dans le plan de Concordia, en ayant une longueur égale à $\frac{3}{2} \cdot k \cdot X_0$.

Le choix de $k = \frac{2}{3}$ permet de conserver l'amplitude des grandeurs électriques, et celui de

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ conserve la puissance.

Dans la suite nous utiliserons $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ et les transformées suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Transformée de Concordia :} \quad & x_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} x_a \\ & x_\beta = \sqrt{2} x_a + \frac{x_b}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{Transformée à un axe : } [X]_{\alpha,\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Après avoir décrit les différents éléments constituant les entraînements électriques continu et synchrone, nous allons décrire les différents défauts pouvant affecter ces entraînements.

II.3.3 Défauts affectant les entraînements électriques

Des défaillances peuvent affecter tous les éléments du système de l'alimentation au moteur. On peut classer ces défauts suivant leur localisation dans l'entraînement électrique :

- Alimentation : ouverture ou mise à la terre d'une phase du réseau, défaillance d'une diode du redresseur, du transistor de freinage (ouverture ou court-circuit), dégradation du condensateur de filtrage.
- Convertisseur : défaillance des transistors (ouverture ou court-circuit), ou de leur commande rapprochée.
- Machine et chaîne mécanique : court-circuit du bobinage, dégradations des roulements, décentrage du rotor, point dur dans la transmission.
- Capteur et commande : offset, erreur de gain, dérive, déconnexion, défaillance du capteur ou de son circuit d'interface.

Dans la suite nous allons essentiellement nous intéresser au défaut provenant de l'alimentation, du convertisseur et des capteurs. Pour le moteur nous envisagerons uniquement le cas d'un déséquilibre du bobinage.

Remarque :

Le court-circuit d'un interrupteur de puissance, consécutif à un défaut de commande ou à la destruction de celui-ci, engendre lors des phases de commande suivantes, le court-circuit de l'alimentation. Le problème consiste à modéliser le comportement du bras en court-circuit c'est à dire, connaître les niveaux de tension et de courant dans le convertisseur et l'alimentation. Certains composants tel l'IGBT en régime de court-circuit se comportent comme un générateur de courant constant (courant fonction de l'amplitude du courant de grille). Cette phase de fonctionnement très courte, quelques dizaines de micro secondes, est non destructive pour le composant. Malheureusement, faute de pouvoir la détecter à temps, le composant se détruit en se court-circuitant de manière définitive. Les protections de ligne interviennent alors pour protéger l'alimentation. Compte tenu des problèmes pour modéliser le transistor en court-circuit dans les structures considérées et des problèmes de validation expérimentale dus aux essais destructifs, ces études ne rentrant pas dans le cadre de ce travail nous ne considérerons pas ce défaut. Nous n'aborderons donc que les défauts d'ouverture des

transistors consécutifs à un défaut de commande ou à une défaillance du composant. Les terminologies employées pour ce défaut sont "T ouvert", "T ne se ferme pas" ou encore "T bloqué".

II.4 Simulation : modèle topologique

Pour pouvoir étudier les défauts, leur influence sur les autres éléments de l'entraînement électrique, nous avons utilisé et développé des modèles de simulation du comportement réel des entraînements électriques étudiés. Ce modèle de connaissance, appelé modèle topologique, a été mis en oeuvre à l'aide du logiciel de simulation MatriXx-Systembuild. Ce modèle doit décrire de la façon la plus précise possible le comportement réel de l'entraînement électrique et cela, quelles que soient les conditions de fonctionnement (normal ou en défaut). Dans les modèles, nous ne prenons pas en compte la chute de tension dans les interrupteurs et les empiètements.

- Pour le banc continu, ce logiciel a été validé par (Rostaing 97) ; hormis la tension redressée qui est considérée comme parfaite, l'étage de filtrage, le dispositif de freinage et le hacheur sont représentés le plus finement possible : toutes les configurations du circuit de puissance, liées aux interrupteurs statiques et à la MLI sont simulées, avec et sans défaut. L'échantillonnage, la quantification et les retards de la boucle d'asservissement sont également modélisés. A titre d'illustration, les figures suivantes représentent la réponse du courant à un échelon de 5A pour le système topologique (figure 2-15), et pour le banc d'essai (figure 2-16).

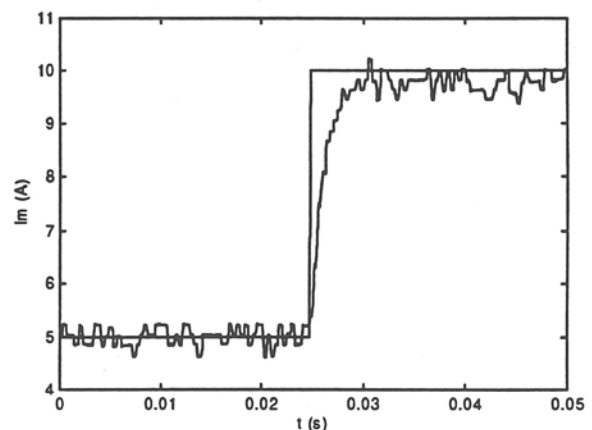
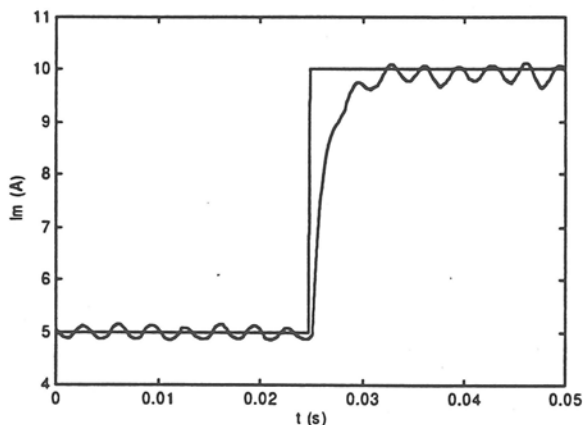


Figure 2-15: Simulation de la réponse du courant à un échelon de consigne de 5 A.

Figure 2-16 : Réponse du courant réel mesuré à un échelon de consigne de 5 A.

- Pour le banc synchrone, à part la tension réseau qui est considérée comme parfaite, le redresseur, l'étage de filtrage, le dispositif de freinage et l'onduleur sont représentés le plus finement possible et prennent en compte les défauts cités précédemment sur l'alimentation, l'onduleur et les capteurs. Pour modéliser le déséquilibre de la machine, nous considérerons que les inductances, les résistances, les mutuelles, et les forces électromotrices de la machine sont modifiées (annexe C).

II.5 Conclusion

Un entraînement électrique est un procédé qui peut être conçu de manière très diverse et il est potentiellement soumis à un grand nombre de défauts. Ayant clarifié la situation sur la structure des entraînements électriques étudiés, sur le type de défaut pouvant les affecter et sur l'outil de simulation utilisé, nous sommes à même maintenant d'étudier ces défauts.

Dans la suite de cette étude, nous allons utiliser la connaissance que l'on possède du comportement de l'entraînement en fonctionnement defectueux et sur la répercussion des défauts pour déterminer les symptômes qui caractérisent ces défauts au niveau temporel et fréquentiel.

CHAPITRE III

Etude du banc continu : caractérisation temporelle

III.1 Introduction

Après nous être intéressés au chapitre II à la présentation d'un entraînement électrique et aux pannes qui peuvent l'affecter, dans ce chapitre nous allons étudier les défauts pouvant survenir sur le banc continu. Nous considérerons uniquement les défauts affectant les composants de puissance ou leur commande rapprochée, dans le hacheur et le dispositif de freinage. Les autres défauts (capteurs, machine, asservissement) ont déjà fait l'objet d'études de diagnostic satisfaisantes dans le cadre des thèses de Berendsen 93, Rostaing 97, Courtine 97, portant sur les méthodes à base de redondance analytique (Benamara et al 95, Berendsen et al. 92, 93, 94, Courtine et al. 96a, 96b, Séname et al. 97).

Pour les défauts concernant l'électronique de puissance, compte tenu du fonctionnement commuté des convertisseurs statiques, les méthodes à base de redondance analytique permettent la détection mais pas la localisation de l'élément défaillant du fait d'une modélisation moyenne du convertisseur qui entraîne une perte d'information. L'utilisation des méthodes de connaissance basées sur un raisonnement inductif ou déductif semble être une bonne alternative dans ce cas car elle permettent de faire appel à une connaissance qualitative du procédé.

L'utilisation de méthodes de connaissance basées sur une exploitation des symptômes représentatifs des défauts a été utilisée par Freyermuth et Iserman (Freyermuth 91, Iserman 94). Dans leurs études, les symptômes utiles étaient générés à partir des techniques d'estimation de paramètres, en comparant les paramètres estimés aux paramètres nominaux. En utilisant un raisonnement inductif ou déductif, ils établissaient des relations de dépendance entre les symptômes et les défauts. Cette technique de représentation de la connaissance se rapproche des arbres de défaillance déjà utilisés en diagnostic pour la fiabilité des moteurs (Calonnec et al. 95, Lee et al. 88)).

D'autres méthodes de connaissance utilisent un enchaînement de symptômes temporels par des règles IF(Si) OR/AND (Si+1.) THEN (Conclusion). Ces symptômes peuvent provenir de valeurs directement mesurées, comme la composante continue des trois courants de phases (Aris et al. 94, Gentile et al. 94, Zhang et al. 95).

L'objectif de cette partie consiste donc à étudier en détail les défauts d'électronique de puissance et leurs répercussions sur les éléments du banc afin de déterminer les symptômes permettant de caractériser la défaillance.

III.2 Caractérisation temporelle des défauts

Dans cette partie, nous étudions l'influence des défauts sur les variables du système pour déterminer leurs symptômes révélateurs. Lors de notre analyse, nous avons considéré deux types de symptômes nommés :

- symptômes instantanés. Ils sont obtenus en observant les grandeurs avec des instants d'échantillonnage à l'échelle des instants de commutation dans le hacheur ($t \ll T_{MLI}$).
- symptômes moyens. Ils sont obtenus en observant la valeur moyenne des grandeurs sur une période analogue à la période de MLI.

Nous ne prenons pour l'instant pas en compte les contraintes technologiques pouvant influencer sur le choix de symptômes effectivement exploités.

Les résultats présentés dans les paragraphes suivants ont été obtenus en simulation (chapitre II.4).

III.2.1 Défaut de fermeture d'un transistor T du hacheur

Dans cette partie, nous considérons les défauts sur l'un des quatre transistors du hacheur. Comme cela a été indiqué précédemment, seuls les défauts de fermeture (T ouvert) ont été modélisés ; les défauts de court-circuit ont également été envisagés, mais l'étude a montré que notre connaissance était insuffisante pour représenter correctement ces modes défaillants.

La défaillance de l'un des transistors du hacheur se caractérise de différentes manières qui dépendent du point de fonctionnement du système et du mode de fonctionnement du convertisseur. On distingue ainsi :

1. le transistor défaillant. L'objectif de détection mais aussi de localisation de l'élément défaillant nous a amenés à étudier séparément les répercussions de la défaillance de chacun des transistors du hacheur sur le système. Notre objectif étant de présenter la méthode d'analyse employée, nous nous bornons dans cette partie à l'étude du cas où le transistor T1 ne commute plus. Les symptômes pour les autres défauts de fermeture s'obtiennent par un raisonnement analogue, ils sont donnés en annexe E.

Notons enfin qu'au niveau de l'analyse, il est apparu que les transistors T1 et T3 jouent le même rôle et qu'il est donc impossible de distinguer lequel des deux transistors est défaillant. Il en est de même pour T2 et T4.

2. le point de fonctionnement du système. Selon la valeur imposée par la référence de courant et en fonction de la charge appliquée au moteur à courant continu, on a soit un fonctionnement moteur ($I_{ref} > 0$ et $E > 0$, ou $I_{ref} < 0$ et $E < 0$), soit un fonctionnement générateur ($I_{ref} > 0$ et $E < 0$, ou $I_{ref} < 0$ et $E > 0$). Nous avons choisi de présenter les deux régimes de fonctionnement successivement pour une référence de courant positive. Les symptômes pour $I_{ref} < 0$ s'obtiennent par un raisonnement analogue, ils sont donnés en annexe E.
3. le mode de fonctionnement du hacheur. Nous avons vu au chapitre II que les phases de conduction dans le hacheur étaient différentes selon la stratégie de MLI employée, SPWM ou DPWM. Ces deux cas de figure sont abordés successivement : on présente une étude détaillée des défauts dans le cas de la simple modulation, et résumée dans le cas de la double modulation.

Notons enfin que dans le cas de la simple modulation, les phases de fonctionnement à faible courant ($I_{ref} \approx 0$) conduisent à une étude spécifique des défauts qui est également présentée.

III.2.1.1 Simple modulation (SPWM)

a) Fonctionnement moteur ($I_{ref} > 0$ et $E > 0$)

On suppose qu'en fonctionnement sain le courant instantané dans le moteur est toujours positif, la grandeur de commande β est positive et les phases normales de conduction sont alternativement :

- T1 T3 : croissance du courant , $U = U_c$,
- D2 D4 : décroissance du courant, $U = -U_c$.

Dans l'étude théorique des symptômes, nous ne prenons pas en compte les chutes de tension aux bornes des composants de puissance, mais celles-ci seront considérées lors de la mise en oeuvre expérimentale. La tension moyenne sur une période de MLI aux bornes de la machine, U_{moy} est égale à βU_c .

Lorsque le transistor T1 refuse de se fermer, la phase de conduction T1T3 est remplacée par une phase de roue libre D4 T3 indiquée en gras sur la figure 3-1. U_{moy} n'est plus égale à son modèle moyen de βU_c . Les conséquences du défaut sur la tension instantanée $U(t)$ aux bornes de la machine, sur le courant instantané $I(t)$ dans la machine et sur la grandeur de commande $\beta(t)$ sont illustrées par la Figure 3-2.

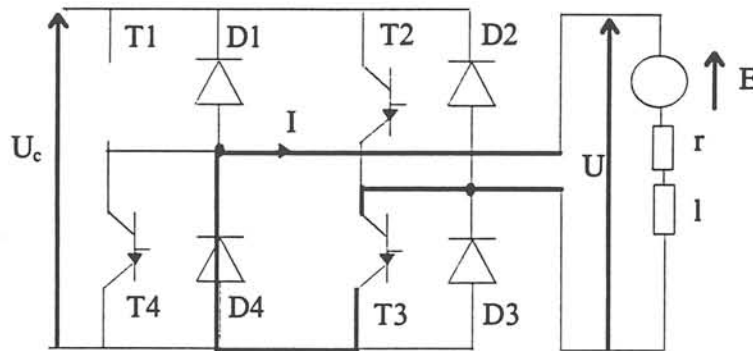


Figure 3-1 : Schéma lors du blocage de T1 en mode moteur

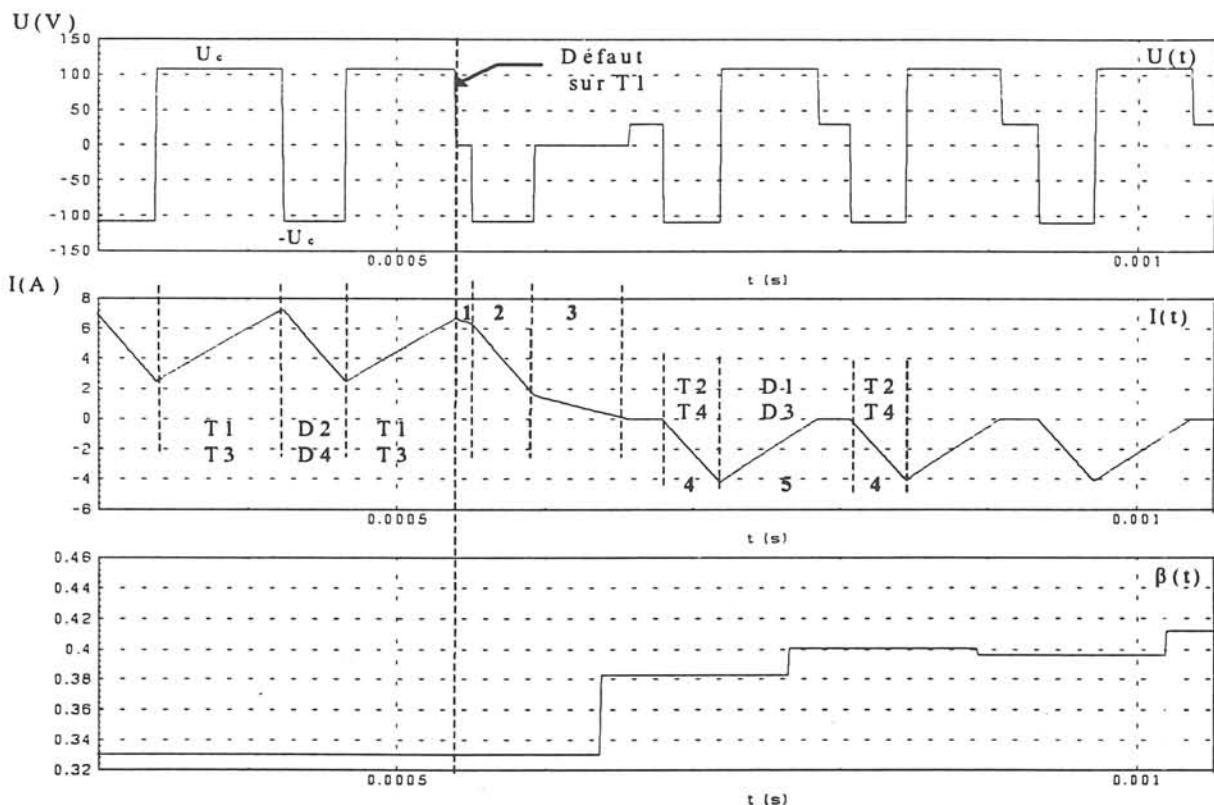


Figure 3-2 : Défaut T1 ouvert, mode moteur (simple MLI)

Comme la force contre-électromotrice E est positive, le courant dans la phase de roue libre $I(t)$ diminue au lieu d'augmenter (phase numérotée (1) sur la figure 3-2). Le courant décroît pendant la phase suivante D2D4 (2) et comme la fem est positive, il décroît également pendant

la phase de roue libre (3). La perte de la séquence de conduction T1T3 provoque donc une chute puis une inversion du courant. Le correcteur tente de compenser cette décroissance continue du courant en augmentant la grandeur de commande β , mais sans effet. Une fois qu'il s'est annulé à cause du signe de la fem, le courant ne peut plus redevenir positif. Les séquences sont alors:

- T2T4 . Elle s'accompagne d'une décroissance du courant à partir de zéro,
- D1D3. Elle s'accompagne d'une croissance du courant jusqu'à zéro ; la conjugaison de T1 bloqué et d'une fem positive interdit au courant de redevenir positif.

La durée des séquences de conduction T1T3, remplacée lorsque le courant est négatif par D1D3, augmente avec la valeur de la commande β , ce qui conduit à terme à une annulation totale du courant lorsque β est en butée positive (Figure 3-3).

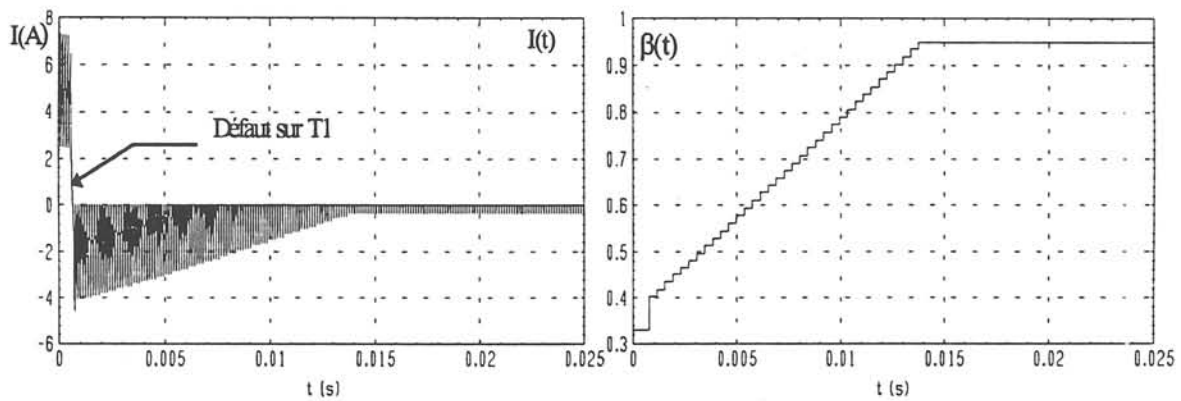


Figure 3-3 : Evolution du courant moteur et de la commande en mode moteur avec défaut

En fonctionnement défectueux, on peut ainsi établir une liste de symptômes caractéristiques de ce défaut en valeur instantanée et en valeur moyenne.

Symptômes instantanés :

$$(U = 0 ; U_c \neq 0 ; |I| \leq I_{\max} ; I_{\text{ref}} > 0 ; \beta > 0) \text{ ou } (I_{\text{ref}} > 0 ; \beta > 0 ; (I = 0 \text{ \& } U \neq 0) \text{ sur } \Delta t)$$

Ce défaut se caractérise en phase transitoire par la présence d'une phase de roue libre dans la période de MLI ($U = 0$), une tension capacité non nulle $U_c \neq 0$, un courant moteur inférieur à son maximum et une référence de courant positive.

Le fait que la tension capacité ne soit pas nulle assure que la tension nulle en sortie du hacheur ne provient pas d'un problème à l'entrée du hacheur. Le fait que le courant soit inférieur à son maximum, assure qu'il n'y a pas de court-circuit sur la charge.

Ce défaut se caractérise aussi par le fait que le courant est nul sur plusieurs points de mesure consécutifs dans la période de MLI (sur un intervalle Δt) alors que la tension aux bornes du moteur est non nulle.

Symptômes moyens :

$$I_{ref} \geq 0 ; U_{moy} \neq \beta U_c ; U_{moy} \geq 0 ; \beta \geq 0 ; I_{moy} \leq 0$$

On constate que pour une référence de courant positive, ce défaut se traduit par une tension moyenne positive, une grandeur de commande positive, un courant moteur moyen négatif ou nul et une tension moyenne très différente du modèle moyen (βU_c).

Remarque :

Contrairement aux symptômes instantanés dont certains ne sont vérifiés que pendant le transitoire du défaut, les symptômes moyens dès qu'ils sont vérifiés, restent vrais pendant toute la durée du défaut.

b) Fonctionnement en restitution d'énergie (fonctionnement générateur)

En supposant toujours un courant instantané positif en fonctionnement sain, la grandeur de commande β est négative et les phases normales de conduction sont alternativement :

- T1 T3 : croissance du courant , $U = +U_c$,
- D2 D4 : décroissance du courant, $U = -U_c$.

La tension moyenne aux bornes de la machine est égale à βU_c .

Lorsque le transistor T1 se bloque, la phase de conduction T1T3 est remplacée par une phase de roue libre D4 T3 (schéma Figure 3-4). Les conséquences du blocage sont illustrées par la Figure 3-5.

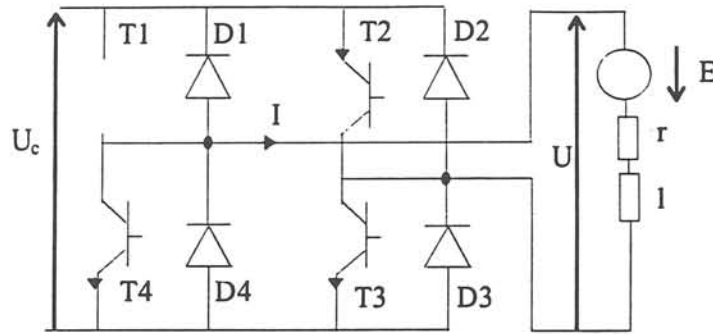


Figure 3-4 : Schéma lors du blocage de T1 en mode générateur

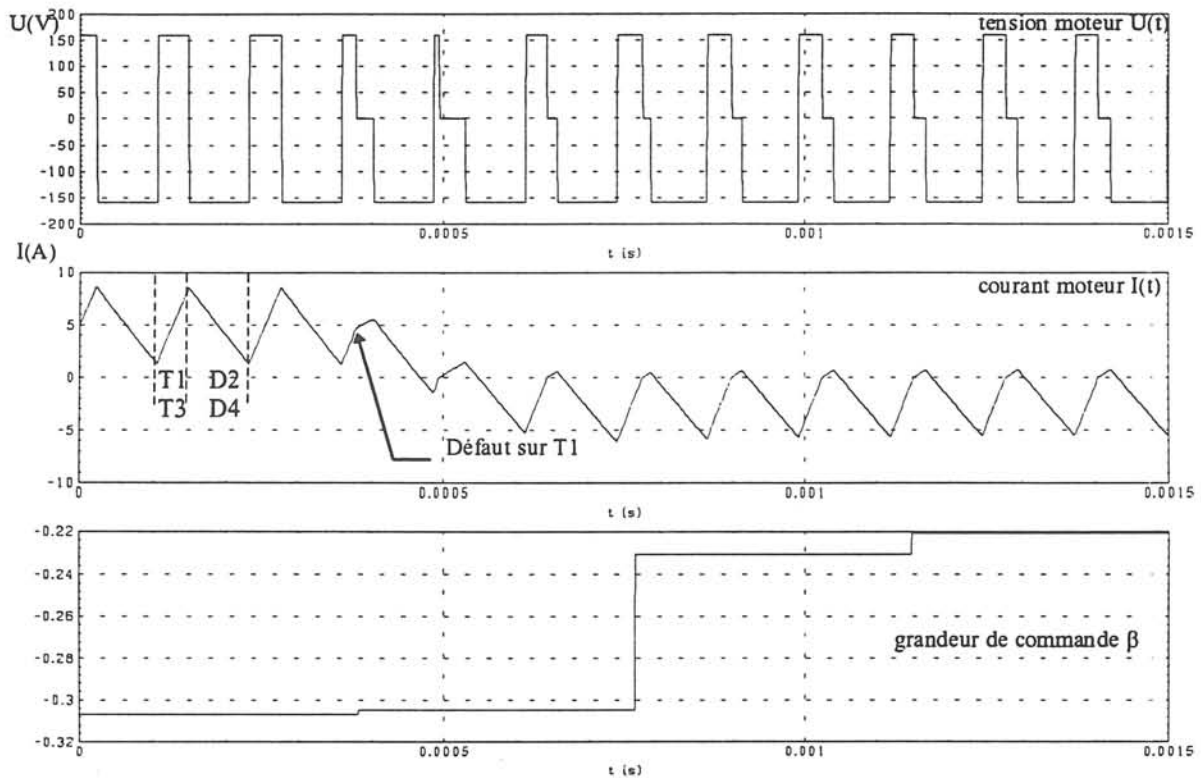


Figure 3-5 : Défaut T1 ouvert ; mode générateur (simple MLI)

En mode freinage contrairement au cas précédent, la force contre-électromotrice est négative. Dans la phase de roue libre le courant va croître mais moins rapidement qu'en absence de défaut.

La perte de la séquence de conduction T1T3 provoque donc une chute et une inversion du courant moyen. Le correcteur tente de compenser cette décroissance du courant moyen en augmentant la grandeur de commande β . Comme la fem est négative pendant les phases de croissance le courant peut redevenir positif. Comme la durée des séquences de conduction conduisant à une croissance du courant (T3D4 lorsque le courant est positif, remplacée par D1D3 lorsque le courant est négatif) augmente avec la valeur de la commande β , à terme le courant se trouve à nouveau régulé autour de sa référence (Figure 3-6).

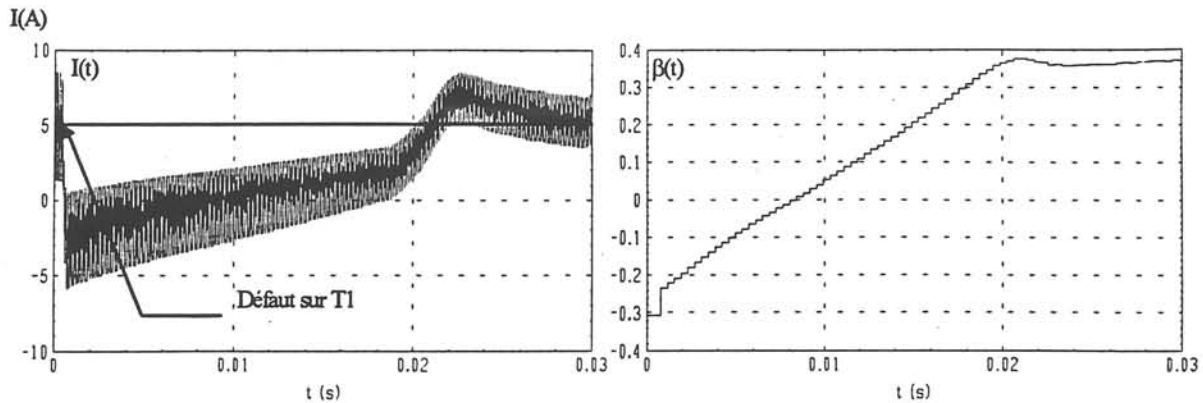


Figure 3-6 : Evolution du courant moteur et de la commande en mode générateur avec défaut

Dans ce cas, un défaut sur le transistor T1 n'entraîne pas en régime permanent de dysfonctionnement apparent du système. Les symptômes caractéristiques de ce défaut sont :

Symptômes instantanés :

$$U = 0 ; U_c \neq 0 ; |I| \leq I_{\max} ; I_{\text{ref}} > 0 ; \beta < 0;$$

Au niveau des valeurs instantanées, ce défaut se caractérise par la présence d'une phase de roue libre ($U = 0$) sur plusieurs points de mesure consécutifs dans la période de MLI avec les mêmes contraintes que précédemment sur la tension capacité et le courant moteur.

Symptômes moyens :

$$I_{\text{ref}} \geq 0 ; U_{\text{moy}} \neq \beta U_c ; U_{\text{moy}} \leq 0 ; \beta \geq 0 ; U_c \geq U_b$$

On constate qu'en mode freinage ($U_c > U_b$) pour une référence de courant positive, on obtient la sortie de la commande positive avec la tension moyenne négative ainsi que la tension moyenne différente de son modèle moyen (βU_c).

c) Cas des faibles courants

Considérons le cas où I_{ref} est positive et suffisamment faible pour que le courant instantané soit alternativement positif puis négatif dans la période de MLI (tous les éléments du hacheur sont alternativement conducteurs).

Cette séquence particulière est illustrée Figure 3-7.

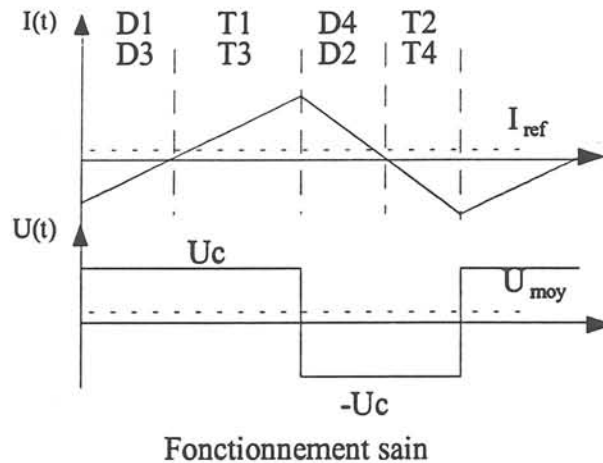


Figure 3-7 : Séquence de conduction où tous les éléments conduisent

- Si l'un des transistors T1 ou T3 ne se ferme pas, avec un fonctionnement moteur on se retrouve dans le cas III 2-1-1(a), avec un fonctionnement générateur on se retrouve dans le cas III 2-1-1(b).
- Si l'un des transistors T2 ou T4 ne se ferme pas, on a les deux cas suivants :
 - En fonctionnement moteur, pour le défaut T2 ouvert, la séquence T2T4 est remplacée par D3T4. Comme la fem est positive, lors des phases de roue libre D3T4, le courant continue à décroître mais moins rapidement (Figure 3-8a).

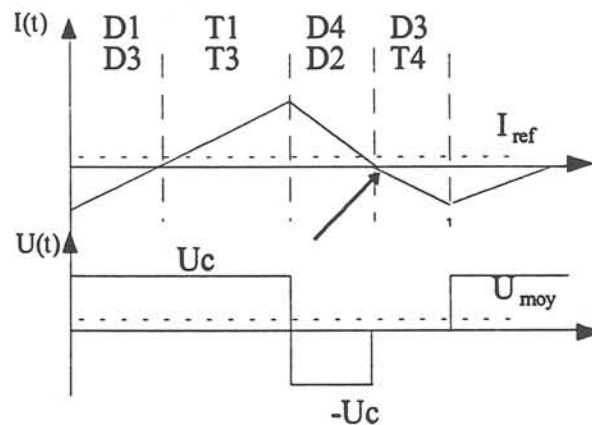


Figure 3-8a : Séquence de conduction transistor T2 ouvert, mode moteur

A cause de la phase de roue libre (D3T4), à β donné, la tension moyenne est plus grande qu'avant l'apparition du défaut ($U_{moy} \neq \beta U_c$), ce qui fait que le courant moteur est supérieur à sa référence. Le correcteur réussit à le stabiliser en diminuant β et dans certains cas en l'inversant.

Si la commande β change de signe, le produit $\beta \cdot I_{ref}$ est négatif alors que la puissance est positive (en absence de défaut les deux termes précédents ont le même signe). Les symptômes caractérisant ce défaut sont :

Symptômes instantanés :

$$U = 0 ; U_c \neq 0 ; |I| \leq I_{max} ; I_{ref} > 0 ; \beta > 0$$

Remarque :

Pour ce point de fonctionnement ($I_{ref} > 0$), un défaut sur le transistor T2 se caractérise par les mêmes symptômes que le défaut sur le transistor T1 ou T3 (cas III-2-1-a). Dans ce cas on ne peut pas différencier les deux défauts.

Symptômes moyens :

$$I_{ref} \geq 0 ; U_{moy} \geq 0 ; I_{moy} \geq 0 \ \& \left(\left(\beta I_{ref} \leq 0 ; U_{moy} I_{moy} \geq 0 \right) \text{ ou } \left(U_{moy} \neq \beta U_c \right) \right)$$

On constate que pour une référence de courant positive, on obtient une tension moyenne différente de son modèle moyen βU_c , un courant moteur moyen positif, une tension moyenne positive et une décroissance de la commande.

On obtient aussi quand la commande s'inverse ($\beta < 0$) une tension moyenne positive, un courant moteur moyen positif ainsi que le signe de la puissance moyenne différente du produit βI_{ref} .

En pratique l'écart entre U_{moy} et βU_c est très faible et on constate expérimentalement qu'il peut rester dans la fourchette correspondant aux chutes de tension dans les composants.

- En fonctionnement générateur lorsque T2 ne se ferme pas, la séquence T2T4 est remplacée par D3T4. Comme la fem est négative, lors des phases de roue libre D3T4, le courant reste nul (Figure 3-8b).

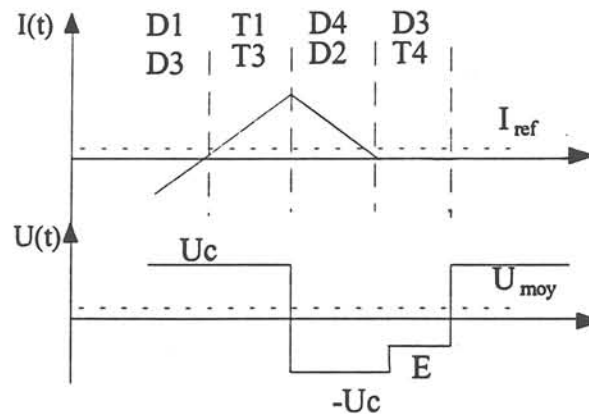


Figure 3-8b : Séquence de conduction transistor T2 ouvert, mode générateur

Le courant mesuré étant supérieur à sa référence, le correcteur réussit à le stabiliser en diminuant la grandeur de commande qui est négative du fait du fonctionnement générateur. La tension moyenne du moteur est différente de son modèle moyen βU_c . Les symptômes caractéristiques sont :

Symptômes instantanés :

$$(I_{ref} > 0; \beta < 0; (I = 0 \text{ \& } U \neq 0) \text{ sur } \Delta t)$$

Symptômes moyens :

$$I_{ref} \geq 0; U_{moy} \leq 0; \beta \leq 0; I_{moy} \geq 0; U_{moy} \neq \beta U_c; U_c > U_b$$

III.2.1.2 Double modulation (DPWM)

Lorsque le hacheur est commandé en double modulation, la succession des phases de conduction est différente et le cas des faibles courants où tous les éléments du hacheur conduisent, est impossible.

a) Fonctionnement moteur

L'étude des défauts est reportée en annexe D. On peut noter qu'en double modulation, la phase de roue libre fait partie des séquences de conduction du fonctionnement normal. Elle ne sera donc plus caractéristique d'un dysfonctionnement du hacheur. Les symptômes obtenus sont :

Symptômes instantanés :

Ce défaut se manifeste en valeur instantanée par le fait que le moteur est connecté au potentiel négatif alors que la grandeur de commande β est positive.

$$(U = -U_c \neq 0 ; |I| \leq I_{\max} ; I_{\text{ref}} > 0 ; \beta > 0)$$

Symptômes moyens :

En double modulation, le comportement moyen du système est exactement le même qu'en simple modulation. Les symptômes représentatifs sont :

$$I_{\text{ref}} \geq 0 ; U_{\text{moy}} \neq \beta U_c ; U_{\text{moy}} \geq 0 ; \beta \geq 0 ; I_{\text{moy}} \leq 0$$

b) Fonctionnement en mode générateur

Pour le fonctionnement en mode générateur, nous avons les symptômes suivants :

Symptômes instantanés :

Il n'y a pas de symptôme instantané caractéristique de ce défaut car ($U=0$ ou $I=0$) sur Δt peuvent faire partie du fonctionnement normal.

Symptômes moyens :

$$I_{\text{ref}} \geq 0 ; U_{\text{moy}} \neq \beta U_c ; U_{\text{moy}} \leq 0 ; \beta \geq 0 ; U_c \geq U_b$$

Après avoir défini les symptômes temporels qui caractérisent les défauts affectant le convertisseur, étudions les défauts affectant le dispositif de freinage pour déterminer leurs symptômes caractéristiques.

III.2.2 Défaut de fermeture du transistor de frein T_f

En fonctionnement moteur, le transistor de frein n'étant pas commandé, ce défaut ne peut pas être détecté.

Lorsque le transistor de frein ne se ferme plus lors des phases de freinage, la limitation en tension ne fonctionne plus (Figure 3-8c). La tension instantanée et moyenne aux bornes du condensateur est alors plus grande que le seuil de limitation haut U_h .

Le symptôme caractérisant ce défaut est : $U_c > U_h$

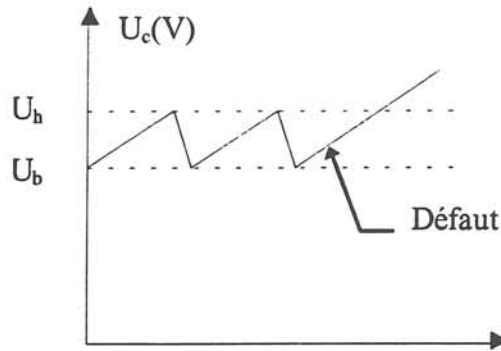


Figure 3-8c: Défaut sur le transistor de frein

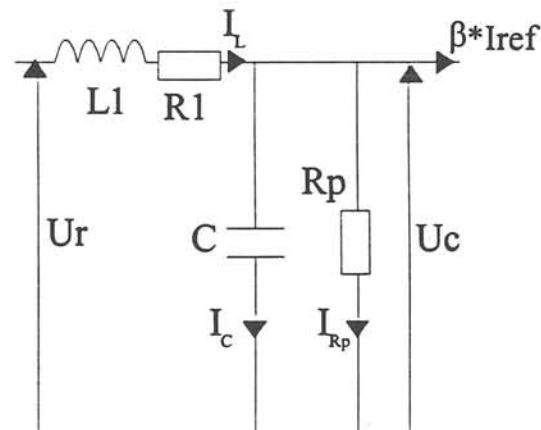
Remarque :

Comme la tension capacité a une dynamique d'évolution assez faible, nous ne faisons pas de différence entre les symptômes instantanés et moyens.

III.2.3 Défaut d'ouverture du transistor de frein T_f

Lorsque le transistor de frein est toujours passant, le circuit équivalent du filtre et du dispositif de freinage est représenté sur la Figure 3-9. Nous pouvons considérer que le hacheur absorbe un courant moyen $\beta \cdot I_{ref}$.

En fonctionnement sain, le courant dans l'inductance est discontinu. Lors du défaut, nous prenons l'hypothèse que le courant dans l'inductance est ininterrompu (conduction continue).


 Figure 3-9 : Circuit équivalent du filtre et du dispositif de freinage lorsque T_f est en court-circuit

Les équations moyennes (au sens de la commande du hacheur) de la tension capacité et du courant dans le filtre sont alors :

$$I_c = C \frac{dU_c}{dt} = I_L - \frac{U_c}{R_p} - \beta I_{ref}$$

$$L \frac{dI_L}{dt} = U_r - U_c - R_l I_L$$

En régime permanent nous obtenons les valeurs moyennes suivantes (au sens des périodes du redresseur et du hacheur) :

$$U_{c moy} = \frac{R_p}{R_p + R_l} U_{r moy} - \frac{R_p R_l}{R_p + R_l} \beta I_{ref} = 0.963 U_{r moy} - 0.365 \beta I_{ref}$$

$$I_{L moy} = \frac{1}{R_p + R_l} U_{r moy} + \frac{R_p}{R_p + R_l} \beta I_{ref} = 0.096 U_{r moy} + 0.96 \beta I_{ref}$$

avec $U_{r moy} = \frac{3U_{max}}{\pi}$

a) Fonctionnement en moteur

Lorsque le transistor de frein est court-circuité, la tension moyenne U_c chute très légèrement d'une valeur dépendant du type de conduction avant et après le défaut.

Avant défaut :

- conduction ininterrompue : $U_{c moy} = U_{r moy} - R_l \beta I_{ref} = \frac{3U_{max}}{\pi} - R_l \beta I_{ref}$
- conduction interrompue : $U_{r moy} < U_{c moy} < U_{r max}$

Ce qui donne une tension capacité moyenne variant de : $105V < U_{c moy} < U_{r max} = 114V$

Après défaut :

- conduction ininterrompue : $U_{c moy} = 0.936 U_{r moy} - 0.365 \beta I_{ref}$
- conduction interrompue : $U_{r moy} < U_{c moy} < U_{r max}$

La tension moyenne minimale est atteinte pour $\beta=1$ et $I_{ref}=10A$ ce qui donne $U_{c moy} > 98V$.

La chute de la tension capacité en dessous du seuil de 105V permet de détecter le défaut affectant le transistor de frein quand le point de fonctionnement entraîne une tension inférieure à ce seuil (ceci dépend du produit βI_{ref}).

Néanmoins du fait des erreurs de mesure pouvant provenir de la chaîne d'acquisition (bruits de mesure, offset sur les capteurs) la détection de la baisse de la tension capacité n'est pas possible physiquement. La Figure 3-10 représente une simulation du défaut de court-circuit du transistor de freinage T_f avec un passage de la conduction interrompue avant le défaut à une conduction ininterrompue après. Pour ce cas favorable on constate une chute de tension moyenne de 5V.

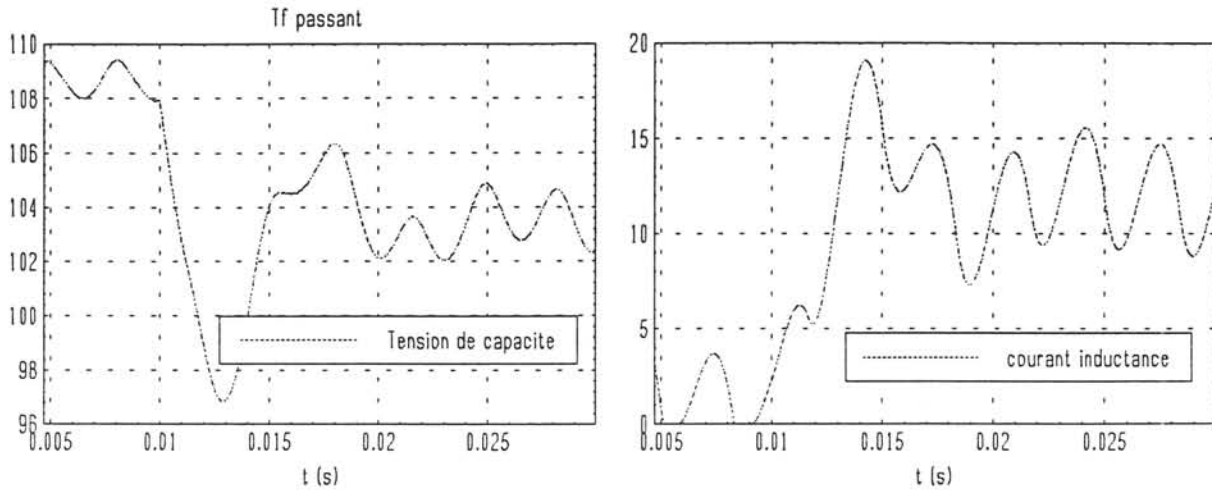


Figure 3-10 : Court-circuit du transistor de freinage après 10 ms en fonctionnement moteur

b) Fonctionnement en générateur

Lors du fonctionnement en frein, si le transistor de freinage est court-circuité, U_c chute brutalement d'une valeur comprise entre $U_h=160V$ et $U_b=150V$ à une valeur proche de la tension redressée qui se situe vers 104V. On peut sans difficulté choisir un seuil (exemple 125V) en dessous duquel le défaut est détecté. Les symptômes sont :

$$U_{moy} = \beta U_c ; U_c < 125V ; P_{moy} < 0 \text{ (freinage)}$$

III.2.4 Conclusion

Une analyse fine des défauts et de leurs répercussions a permis de mettre en évidence des symptômes caractéristiques, simples, en ce sens qu'ils s'obtiennent par comparaison des grandeurs physiques à des seuils faciles à déterminer, insensibles aux paramètres et qui n'évoluent pas avec le point de fonctionnement.

Ces symptômes seront utilisés dans la prochaine partie de ce chapitre pour la mise en oeuvre et l'expérimentation du module de diagnostic basées sur leurs exploitations.

III.3 Méthode de détection

Après avoir analysé les défauts et défini les symptômes caractéristiques en valeur instantanée et en valeur moyenne, nous allons nous intéresser dans cette partie à l'exploitation de ces symptômes à des fins de diagnostic.

Pour construire les algorithmes de détection, nous nous servons d'une représentation de la connaissance basée sur un enchaînement logique d'événements en utilisant le symbolisme déjà utilisé pour la représentation des arbres de défaillance.

a) Arbre de défaillance

L'arbre de défaillance est une technique qui représente les modes de défaillance d'un système en fonction des défaillances de ses sous-systèmes. La première étape consiste à construire l'arbre de défaillance.

Construction de l'arbre de défaillance

Après avoir identifié l'événement indésirable, l'étude porte sur la décomposition de cet événement en événements causes et ainsi de suite jusqu'à atteindre les événements de base qui sont :

- un défaut primaire, événement de base élémentaire (non décomposable en événement de niveau inférieur),
- un défaut secondaire, événement de base non élémentaire (événement provenant généralement d'une partie commune d'un autre arbre de défaillance).

La construction de l'arbre de défaillance dépend des connaissances disponibles. Avec peu d'information, il est difficile de construire un arbre de grande précision. La phase suivante consiste à l'exploitation de l'arbre.

Exploitation

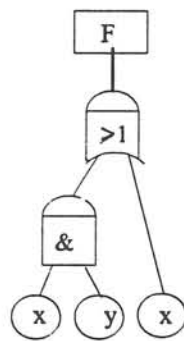
En sûreté de fonctionnement l'arbre de défaillance peut servir pour :

1. calculer la probabilité de l'événement sommet en connaissant la probabilité des événements de base,

2. étudier la sensibilité ou l'importance d'un événement de base sur l'incertitude de la probabilité de l'événement sommet,
3. faciliter le dépannage des équipes de maintenance.

Prenons pour exemple un calcul de fiabilité pour déterminer la probabilité de l'événement sommet. Cette étude comprend deux étapes (illustrée figure 3-11) :

- le calcul des coupes et des chemins minimaux afin d'éliminer les événements répétés,
- l'évaluation de la probabilité de l'événement sommet à partir des probabilités des événements de base. Si l'arbre possède des événements répétés, le calcul probabiliste donne des résultats pessimistes (figure 3-11).



L'équation de l'événement sommet F après construction de l'arbre est :

$$F = x + x * y$$

Après réduction on obtient l'équation sommet :

$$F = x$$

En admettant la probabilité des événements de base à :

$$P(x)=0.5 ; P(y)=0.8$$

Sans réduction on aurait une probabilité de panne de :

$$P(F) = 0.5 * (0.5 + 0.8 - 0.5 * 0.8) = 0.45$$

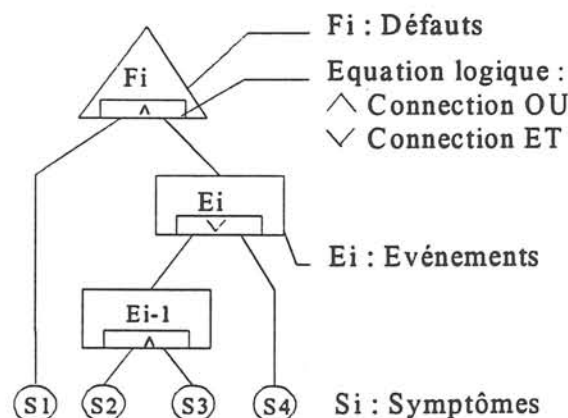
contre

$$P(F) = 0.5 \text{ avec réduction}$$

Figure 3-11: Exemple de calcul de fiabilité

b) Représentation de la connaissance pour le diagnostic

Pour représenter la connaissance utile au diagnostic, la méthodologie et le symbolisme des arbres de défaillance peuvent être repris en utilisant comme événement sommet le défaut à détecter (cause) et comme événement de base les symptômes caractéristiques (effet) de ce défaut. Le symbolisme adopté est le suivant (Iserman 93) :



Pour cette représentation de la connaissance, on emploiera le terme « d'arbre de symptôme » qui traduit les relations de causalité entre les défauts et les symptômes. Un des intérêts de la représentation sous forme d'arbre est de faire apparaître si elles existent, les redondances au niveau de l'information issue des capteurs et les redondances dans le cheminement de cette information vers le sommet de l'arbre.

Ainsi à partir des symptômes temporels moyens et instantanés, nous allons construire un arbre de symptôme en essayant de faire apparaître les redondances d'information.

Pour différencier les symptômes instantanés et moyens nous adoptons le formalisme suivant :

- symptômes instantanés en minuscule " si " ,
- symptômes moyens en majuscule " Si " ,

où "Si " signifie que le symptôme i doit être validé et " $\overline{\text{Si}}$ " qu'il ne doit pas l'être.

III.3.1 défaut au niveau du transistor du hacheur

Comme les symptômes instantanés et moyens ont des dynamiques d'occurrence et des périodes de validation temporelles très différentes, pour simplifier, nous élaborerons deux arbres distincts :

- un pour les symptômes instantanés,
- un pour les symptômes moyens.

Néanmoins pour mettre en évidence des éventuelles redondances, nous pouvons regrouper les deux arbres instantané et moyen. L'analyse dans ce cas, devra tenir compte des contraintes temporelles au niveau des différents symptômes.

III.3.1.1 Elaboration de l'arbre de symptôme : simple MLI

Considérons toujours le cas d'étude où le transistor T1 est bloqué. Nous avons vu précédemment qu'on ne pouvait pas différencier les défauts sur les transistors T1 ou T3. Ainsi, lorsque l'un de ces transistors ne commute plus, il se produit une phase de roue libre par l'une des diodes D2 ou D4 ce qui donne le premier événement créé par le défaut.

a) Arbre instantané

En ce qui concerne les valeurs instantanées, comme différents défauts se caractérisent avec les mêmes symptômes, on ne peut pas différencier les défauts sur les transistors. Ceci nous donne l'arbre unique (Figure 3-12) avec l'événement sommet "Défaut hacheur".

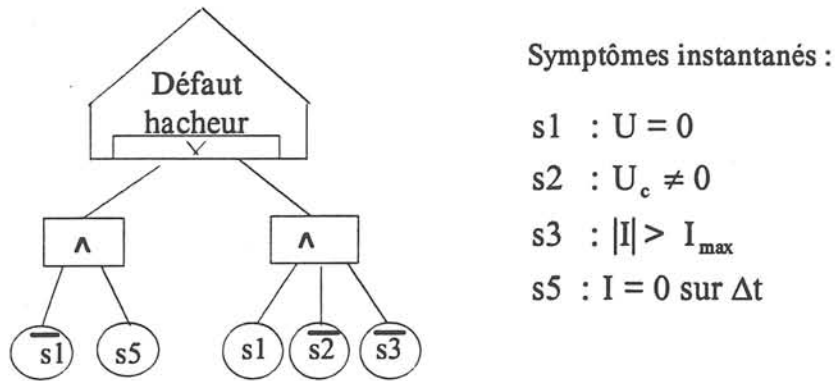


Figure 3-12 : Arbre de symptôme pour la simple modulation (instantané)

Pour caractériser les défauts du hacheur, on utilise, soit la présence d'une phase de roue libre, soit la présence d'un courant discontinu dans le moteur.

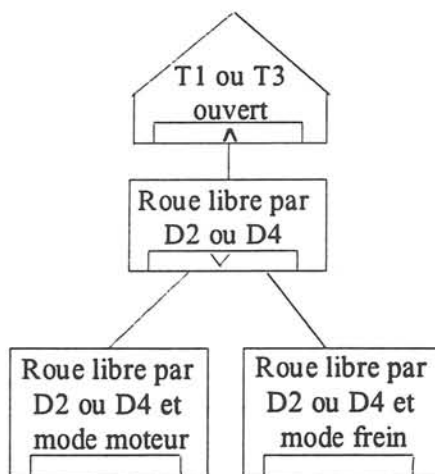
Pour différencier les défauts dans l'onduleur, il nous faut utiliser une information supplémentaire comme la commande des transistors qui permet de lever les ambiguïtés sur la caractérisation des défauts (annexe F).

b) Arbre moyen

Au niveau des symptômes moyens, qui ne sont pas obligatoirement présents au même instant que les symptômes instantanés, nous avons deux cas qui dépendent du mode de fonctionnement :

1. le fonctionnement en mode générateur,
2. le fonctionnement en mode moteur.

La deuxième étape dans la construction de l'arbre consiste à séparer l'événement "Roue libre par D2 ou D4" en deux branches dépendant du mode de fonctionnement.



- En mode générateur il faut distinguer deux cas :

a) Le premier correspond au fonctionnement générateur avec une référence de courant positive. Les symptômes sont :

$$S4 : I_{ref} \geq 0 ; S13 : U_{moy} \neq \beta U_c ; S12 : U_{moy} \leq 0$$

$$S9 : \beta \geq 0 ; \overline{S6} : U_c \geq U_b$$

b) Le second correspond au fonctionnement générateur avec une référence de courant négative et faible, les symptômes sont alors :

$$\overline{S4} : I_{ref} \leq 0 ; S2 : I_{moy} \geq 0 ; S13 : U_{moy} \neq \beta U_c$$

$$S11 : U_{moy} \geq 0 ; S9 : \beta \geq 0 ; \overline{S6} : U_c \geq U_b$$

- En mode moteur il faut distinguer deux autres cas :

a) Le premier correspond au fonctionnement moteur avec une référence de courant positive. C'est le cas du fonctionnement courant du convertisseur où les transistors T1 et T3 sont sollicités.

$$S4 : I_{ref} \geq 0 ; S13 : U_{moy} \neq \beta U_c ; S11 : U_{moy} \geq 0 ;$$

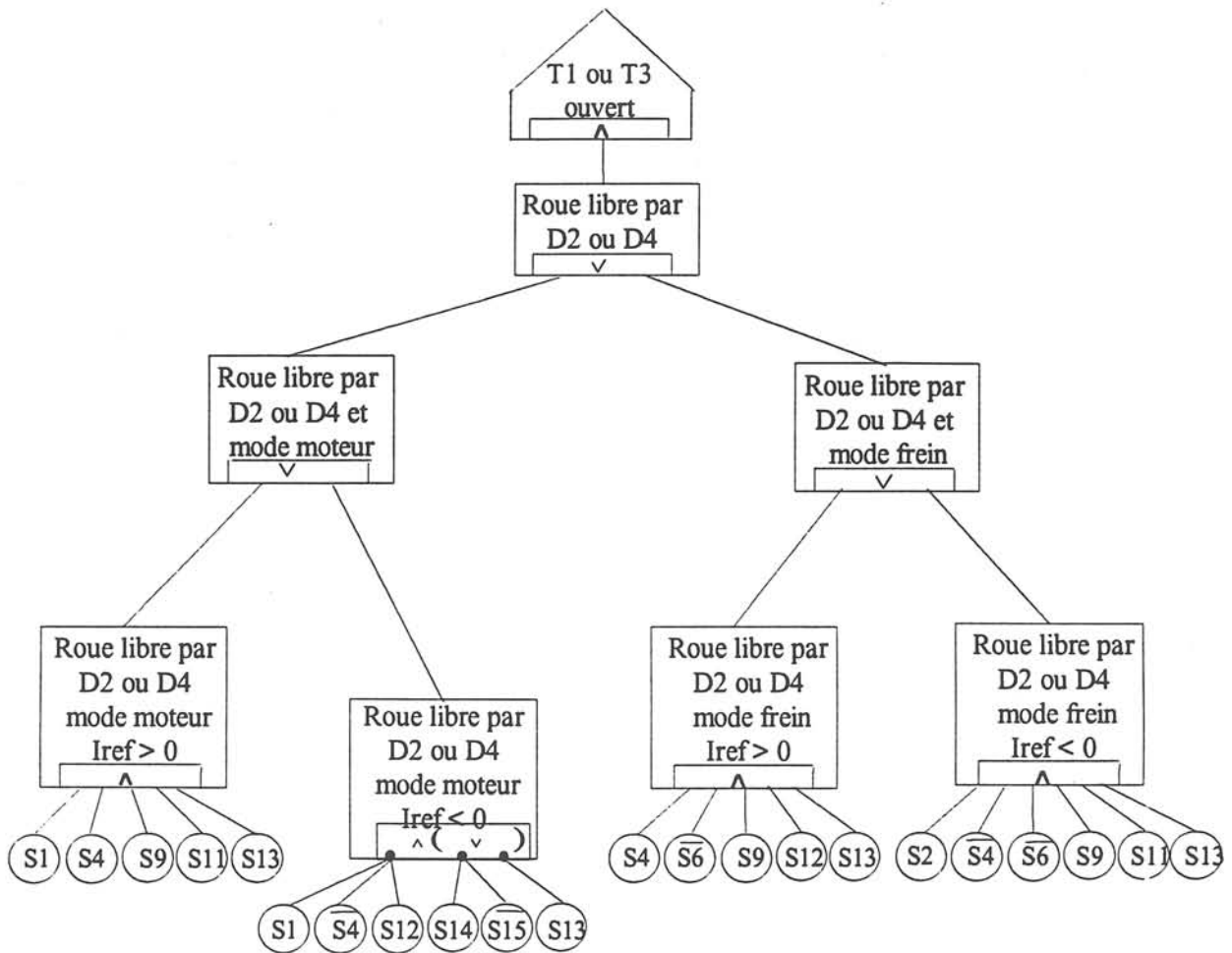
$$S9 : \beta \geq 0 ; S1 : I_{moy} \leq 0$$

b) Le deuxième correspond au fonctionnement moteur avec une référence de courant négative et faible. Les symptômes sont :

$$\overline{S4} : I_{ref} \leq 0 ; S12 : U_{moy} \leq 0 ; S15 : \beta I_{ref} \leq 0$$

$$S1 : I_{moy} \leq 0 ; S14 : U_{moy} I_{moy} \geq 0 ; S13 : U_{moy} \neq \beta U_c$$

On en déduit ainsi la totalité de l'arbre de défaillance qualifié de moyen (Figure 3-13) correspondant au défaut "T1 ou T3 ouvert" :



Symptômes moyens:

- | | |
|--|---|
| S1 : $I_{\text{moy}} \leq 0$ | S11: $U_{\text{moy}} \geq 0$ |
| S2 : $I_{\text{moy}} \geq 0$ | S12: $U_{\text{moy}} \leq 0$ |
| S3 : $ I_{\text{moy}} > I_{\text{max}}$ | S13: $U_{\text{moy}} \neq \beta U_c \pm \Delta u$ |
| S4 : $I_{\text{ref}} \geq 0$ | S14: $U_{\text{moy}} I_{\text{moy}} \geq 0$ |
| S6 : $U_c < U_b$ | S15: $\beta I_{\text{ref}} \geq 0$ |
| S9 : $\beta > 0$ | |

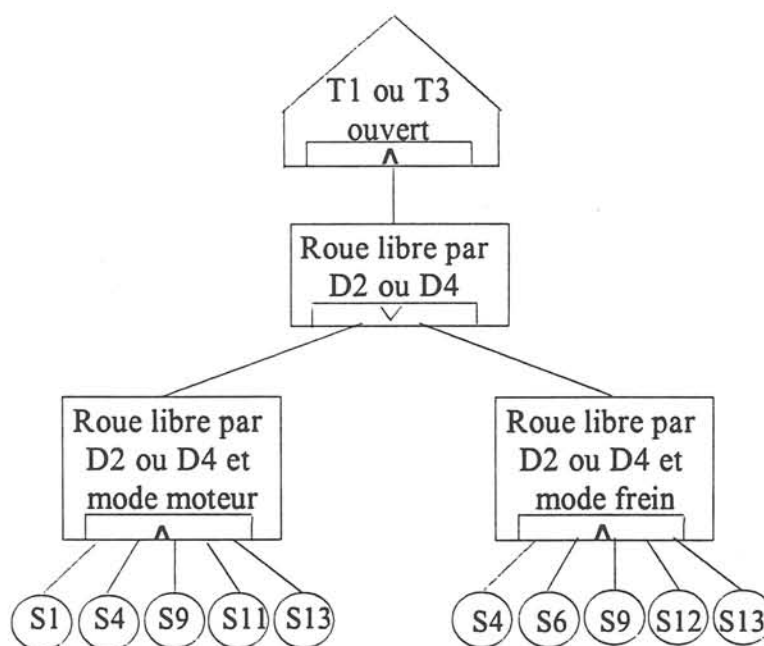
Figure 3-13 : Arbre de symptôme pour la simple modulation (moyen)

Avec le même raisonnement sur les transistors T2 et T4, on obtient des arbres similaires pour les défauts "T2 ou T4 ouvert" (Annexe E).

Pour faire apparaître des redondances possibles au niveau de l'exploitation des symptômes, on peut regrouper les deux arbres précédents en tenant compte des contraintes temporelles différentes sur les symptômes moyens et instantanés. Néanmoins nous n'exploiterons pas cette possibilité du fait des contraintes matérielles explicitées au chapitre III-4-1.

III.3.1.2 Elaboration de l'arbre de symptôme : Double MLI

Pour élaborer l'arbre de symptôme en double MLI considérons toujours le cas d'étude précédent "transistor T1 bloqué". En double MLI comme les phases de roue libre sont des séquences normales de conduction, les symptômes instantanés sont différents de ceux de la simple MLI. En revanche le comportement moyen du hacheur étant le même, les symptômes moyens sont identiques (de plus il n'y a pas à distinguer les cas des courants faibles). Avec le même raisonnement que dans le paragraphe précédent, on en déduit un arbre pour les symptômes moyens (Figure 3-14).



Symptômes moyens:

S1 : $I_{\text{moy}} \leq 0$	S11: $U_{\text{moy}} \geq 0$
S3 : $ I_{\text{moy}} > I_{\text{max}}$	S12: $U_{\text{moy}} \leq 0$
S4 : $I_{\text{ref}} \geq 0$	S13: $U_{\text{moy}} \neq \beta U_c \pm \Delta u$
S6 : $U_c < U_b$	S14: $U_{\text{moy}} I_{\text{moy}} \geq 0$
S9 : $\beta > 0$	S15: $\beta I_{\text{ref}} \geq 0$

Figure 3-14 : Arbre de symptôme moyen (double modulation)

Au niveau des symptômes instantanés on peut construire l'arbre (Figure 3-15) tout en sachant que cet arbre ne détecte pas tous les défauts du fait que certains points de fonctionnement n'ont pas de symptômes caractéristiques.

De la même manière que pour la simple modulation, les commandes de l'onduleur apportent des informations supplémentaires qui nous permettent d'enrichir la connaissance du procédé afin de prendre en compte tous les cas (annexe F).

Symptômes instantanés :

- s1 : $U = 0$
- s2 : $U_c \neq 0$
- s3 : $|I| > I_{max}$
- s4 : $I_{ref} \geq 0$
- s5 : $I = 0$ sur Δt
- s6 : $U = -U_c$
- s7 : $\beta > 0$

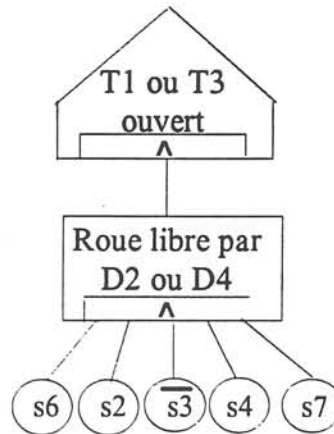


Figure 3-15 : Arbre de symptôme instantané (double MLI)

III.3.2 Défaut de fermeture du transistor de frein T_f

L'arbre de symptôme, lorsque le transistor de frein reste ouvert (Figure 3-16), est très simple puisque le seul symptôme $U_c > U_h$ est révélateur du défaut.



Figure 3-16 : Arbre de défaillance pour le défaut T_f ouvert

III.3.3 Défaut d'ouverture du transistor de frein T_f

Lorsque le transistor de frein ne s'ouvre plus, les symptômes caractérisant ce dysfonctionnement en mode frein sont :

$$U_{\text{moy}} = \beta U_c ; |I| \leq I_{\text{max}} ; U_c < 125\text{V} ; P < 0$$

En mode freinage (puissance absorbée négative), il nous faut détecter la chute de la tension capacité en dessous du seuil de 125V.

Une mémoire M, permettant de valider le fait qu'avant le défaut on était en limitation de tension ($U_c > U_b$), est utilisée afin de ne pas créer de faux diagnostics lors du transitoire mode moteur mode frein ($U_c < 125\text{V}$ et freinage).

Ceci nous donne l'arbre et les symptômes (Figure 3-17).

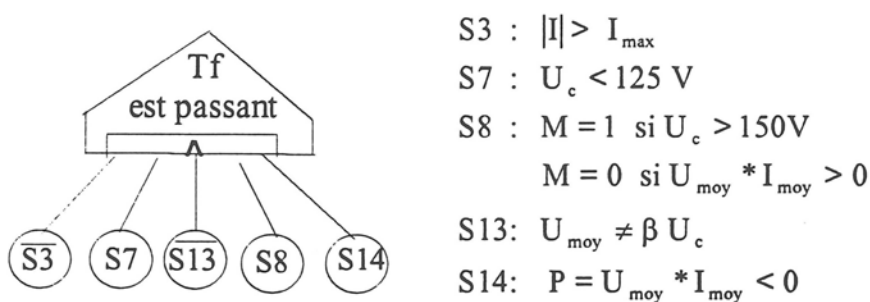


Figure 3-17 : Arbre de symptôme pour le défaut T_f passant

Après avoir défini les arbres de symptôme pour tous les défauts, leur mise en oeuvre expérimentale sur le banc continu fait l'objet de la partie suivante.

III.4 Mise en oeuvre expérimentale

III.4.1 Contraintes technologiques

Les symptômes instantanés se basent sur un test des grandeurs électriques instantanées dans la période de MLI. Pour éviter les fausses alarmes, il faut tester si les symptômes sont vrai sur plusieurs points de mesure consécutifs. Or, comme les symptômes sont présents sur des durées inférieures à la période de MLI, il faut obligatoirement avoir au minimum une dizaine de points de mesure dans la période de MLI.

Sur le banc expérimental comme la période de MLI est de 7.5kHz, la génération des symptômes instantanés requière une fréquence d'acquisition très élevée (>75kHz) et des capteurs ayant une grande bande passante (largement supérieure à la période de MLI).

Compte tenu de l'inadaptation de notre banc d'essai à ces contraintes, nous avons uniquement validé expérimentalement les arbres de défaillance utilisant les symptômes moyens qui nécessitent des fréquences d'acquisition bien plus faibles.

L'arbre de défaillance mis en oeuvre est le même pour les deux modes de modulation puisque l'arbre pour la double modulation représente une partie de l'arbre de la simple modulation.

Remarque :

La solution combinant symptômes instantanés et moyens est tout à fait envisageable pour les entraînements électriques continus de forte puissance quand la fréquence de MLI est plus faible.

Au niveau expérimental, pour tenir compte des offsets éventuels sur les capteurs, des erreurs de quantification de la commande et des bruits de mesure, nous définissons les seuils en fonction de notre connaissance du fonctionnement sain, ce qui donne les symptômes expérimentaux suivants :

$$\begin{aligned}
 S1 : I_{\text{moy}} &\leq 2A & ; S3 : |I_{\text{moy}}| &> I_{\text{max}} & ; S4 : I_{\text{ref}} &\geq 0 \\
 S6 : U_c &< 150 V & ; S9 : \beta &> 0 & ; S11: U_{\text{moy}} &\geq -10 V \\
 S12: U_{\text{moy}} &\leq 10V & ; S13: |U_{\text{moy}} - \beta U_c| &\geq 20V & ; S14: U_{\text{moy}} I_{\text{moy}} &\geq 0 \\
 S15: \beta I_{\text{ref}} &\geq 0
 \end{aligned}$$

III.4.2 Mise en oeuvre

La mise en oeuvre expérimentale a été effectuée à l'aide du logiciel VIEWDAC. Il permet le contrôle de cartes d'acquisition (carte d'acquisition DAS20 de KEITHLEY dans notre cas) et le traitement numérique des données. Les acquisitions sont effectuées à une fréquence de 10kHz et sont déclenchées sur un signal provenant du logiciel de génération de défauts. Le traitement des algorithmes de détection est ensuite effectué en temps différé.

Les entrées analogiques de la carte sont connectées aux capteurs (tension capacité, tension en sortie du hacheur) et au calculateur (grandeur de commande, courant de référence, courant mesuré).

La valeur moyenne de la tension en sortie du moteur est obtenue par filtrage analogique de la tension en sortie du capteur. Le courant moyen est obtenu à partir du courant mesuré par le calculateur. En effet le courant mesuré par le calculateur correspond directement à la valeur moyenne car son acquisition est réalisée de manière synchrone avec la période de MLI en synchronisant cette acquisition sur le sommet du triangle de MLI (Figure 3-18).

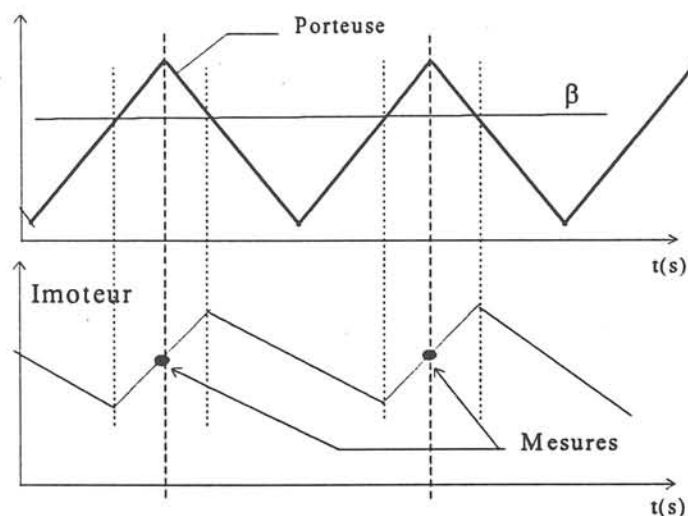


Figure 3-18 : Courant mesuré

La mise en oeuvre logiciel est décomposée en deux tâches :

1. première tâche : acquisition des 5 voies $(I_{moy}, I_{ref}, U_{moy}, U_c, \beta)$,
2. seconde tâche : Calcul des symptômes booléens, S_i , à partir des mesures numériques et calcul des sorties de l'arbre de défaillance à partir des équations logiques d'enchaînement des symptômes.

III.4.2.1 Validation expérimentale

Dans les essais suivants, on a recréé des défauts sur les transistors du hacheur. Dans la suite, seuls sont discutés les résultats des défauts pour la simple MLI.

Les résultats obtenus avec la double MLI sont donnés en annexe G.

Pour illustrer ces défauts, on a tracé l'évolution :

- de la tension capacité U_c , de la tension moyenne en sortie du hacheur U_{moy} , du produit βU_c (modèle de la tension moyenne),
- du courant moteur I_{moy} , de sa référence I_{ref} ,
- des sorties de l'arbre de défaillance,
- et de l'écart $\beta U_c - U_{moy}$.

a) Fonctionnement moteur

Le premier essai présenté à la figure 3-19 correspond à un défaut de fermeture du transistor.

Le défaut est déclenché à $t_{def} = 46$ ms et dure $D_{def} = 60$ ms.

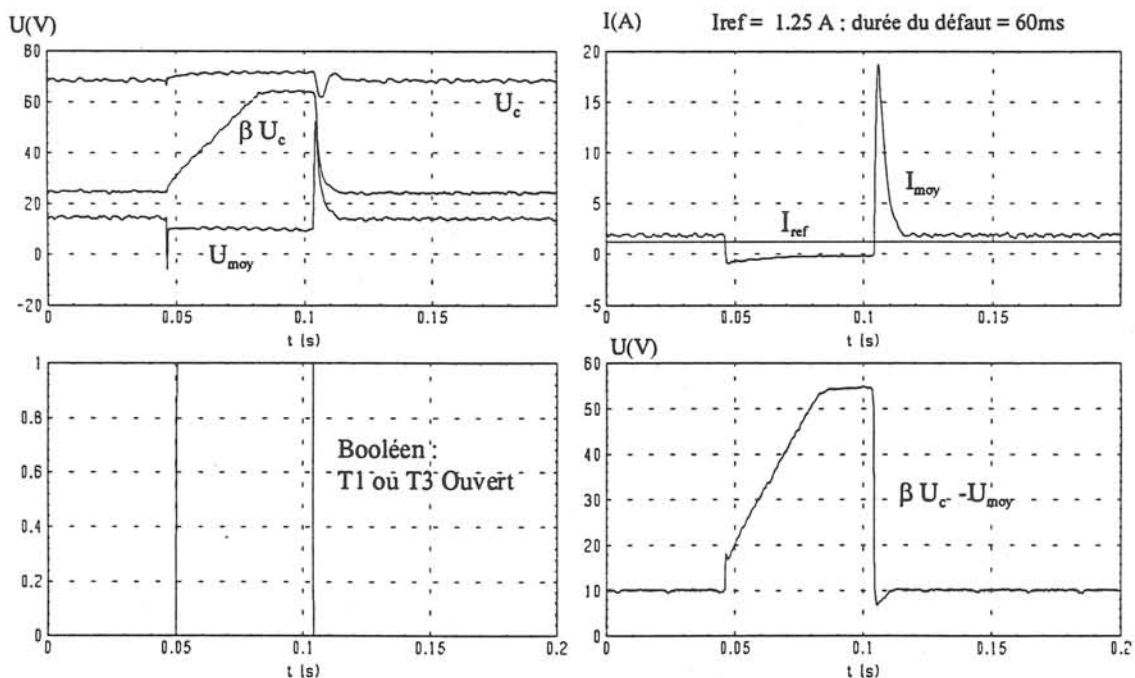


Figure 3-19 : Défaut de fermeture de T1

Comme nous l'avons expliqué au paragraphe III-2-1-1, dès l'apparition du défaut, le courant dans le moteur chute et devient négatif alors que sa référence est positive. La sortie du correcteur de courant β augmente pour essayer de compenser cette baisse du courant. Le défaut est diagnostiqué lorsque tous les symptômes moyens sont validés.

On constate un retard de 4ms entre l'apparition du défaut et son diagnostic. Cela est dû à la dynamique du symptôme S13: $|U_{moy} - \beta U_c| \geq 20V$.

b) Fonctionnement générateur

Dans l'essai de la figure 3-20, le défaut de fermeture sur le transistor est déclenché lors d'une phase de freinage (tension capacité limitée entre U_h et U_b). ($t_{def} = 46 \text{ ms}$; $D_{def} = 80 \text{ ms}$)

Dès l'apparition du défaut, le courant dans le moteur devient négatif alors que sa référence est positive. Dans ce cas, comme la fem du moteur est négative, le courant peut redevenir positif et se stabiliser autour de sa référence quand la valeur de la commande β augmente. Ainsi, malgré le défaut sur le transistor T1, le moteur fonctionne correctement en apparence, mais la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur est différente de son modèle moyen.

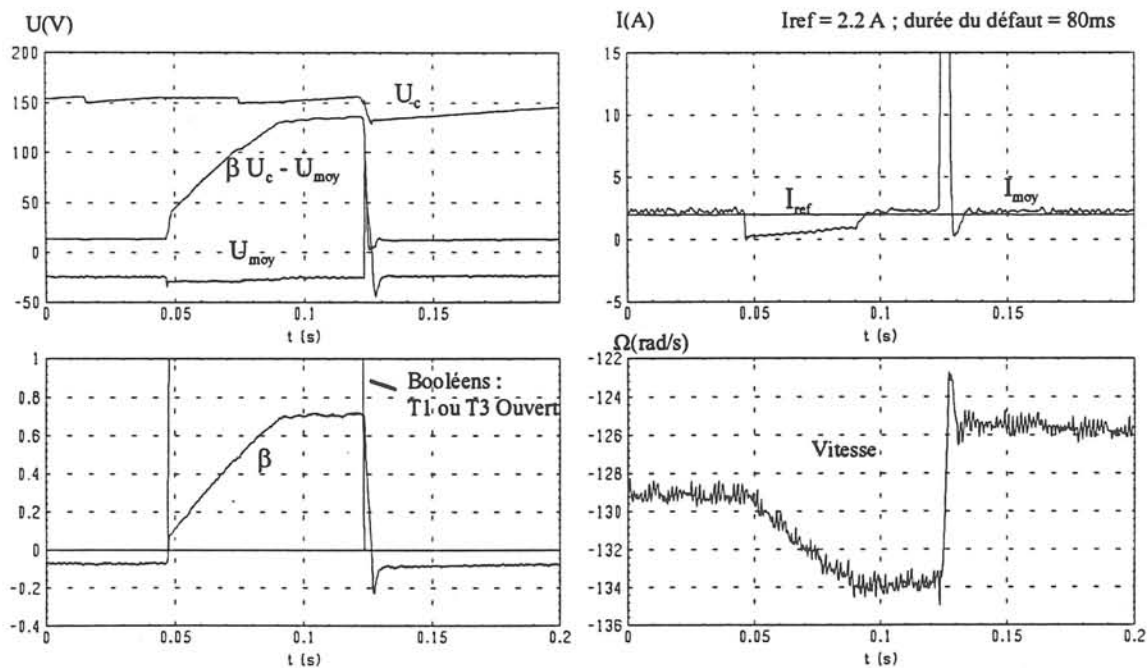


Figure 3-20 : Défaut de fermeture du transistor T1

Remarque :

Dans le cas du fonctionnement en générateur, le diagnostic des défauts sera réalisé uniquement quand $U_c > U_b$. Si un défaut sur un des transistors du hacheur arrive pendant la phase de restitution d'énergie, lorsque la tension capacité croît ($U_c < U_b$), la détection ne se fera que lorsque la tension capacité est limitée ($U_c > U_b$). Ceci introduit un retard à la détection supplémentaire.

c) Cas des faibles courants

Dans cet essai (Figure 3-22) on a choisi une référence de courant positive faible et un défaut est créé sur le transistor T2 ($t_{\text{def}} = 38 \text{ ms}$; $D_{\text{def}} = 80 \text{ ms}$).

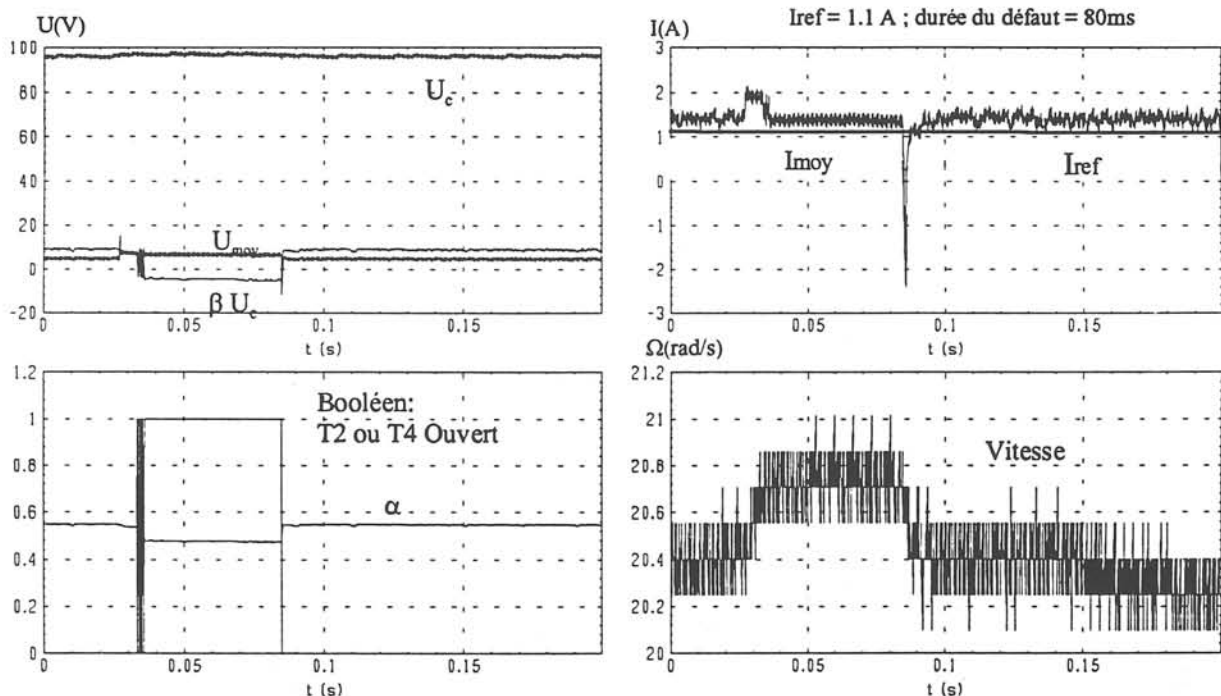


Figure 3-22: Défaut de fermeture T2, simple MLI, $I_{ref} > 0$

Lors du défaut, la valeur de β diminue. Au passage à zéro, on observe la non linéarité de la commande β qui se met à osciller entre des valeurs positives et négatives. Lorsque β devient négatif, on diagnostique un défaut sur le transistor T2. Pendant le défaut, le symptôme S13 : $|U_{moy} - \beta U_c| \geq 20 \text{ V}$ n'est pas validé. Le défaut est détecté par la branche de l'arbre qui compare le signe de βI_{ref} et celui de la puissance.

La Figure 3-23, représente le même défaut mais avec une référence de courant plus faible. On constate que, dans ce cas, le diagnostic est bien effectué pendant le défaut mais aussi, par moment, en fonctionnement sain du fait des non linéarités de la commande .

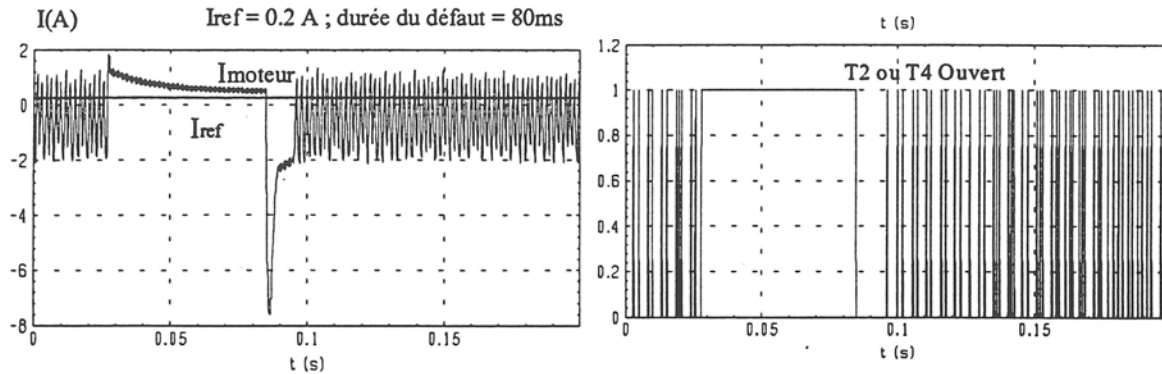


Figure 3-23 : Défaut de fermeture T2 (simple MLI, $I_{ref} > 0$)

Lorsque β est négatif, on diagnostique un défaut alors que celui-ci n'existe pas. Tous ces problèmes de battement de la commande introduisent de faux diagnostics. Pour pallier au problème dû à la non linéarité du hacheur, il faut inhiber la branche de l'arbre correspondant aux cas des faibles courants quand le module de la commande β est proche de zéro.

d) Défaut de fermeture de T_f

L'essai de la figure 3-24 représente un défaut de fermeture du transistor de frein T_f en mode générateur ($t_{def} = 36 \text{ ms}$; $D_{def} = 80 \text{ ms}$).

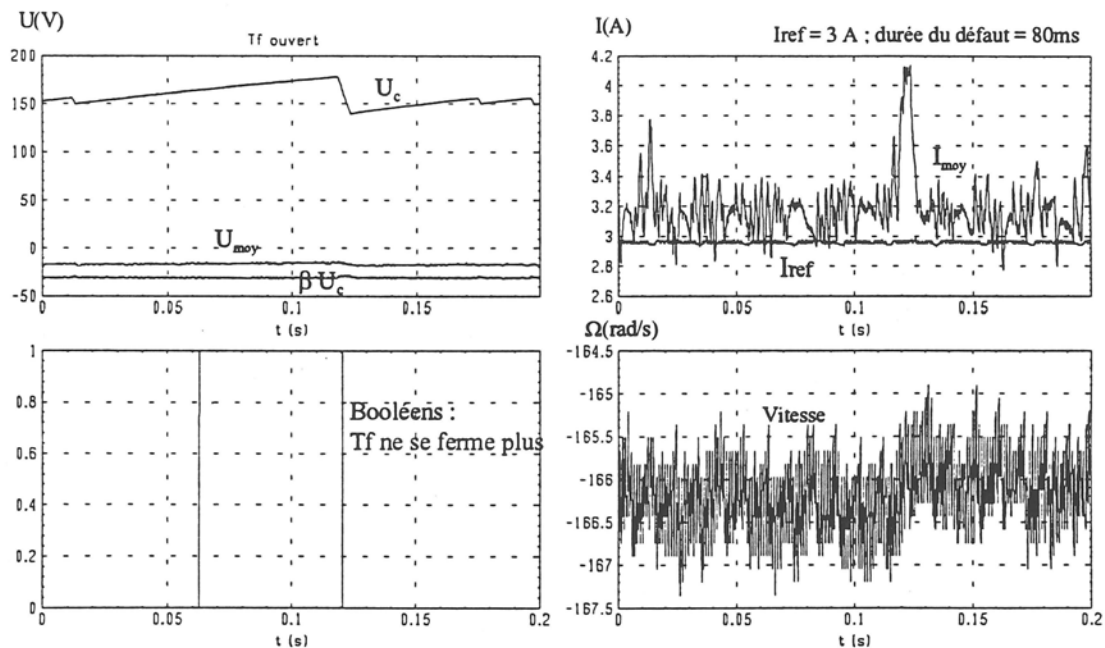


Figure 3-24 : Défaut de fermeture du transistor de frein

Lorsque le transistor T_f se bloque en mode freinage, la tension capacité U_c , n'est plus limitée. Le défaut est diagnostiqué quand $U_c > 170V$.

e) Défaut d'ouverture de T_f

L'essai de la figure 3-25 représente un défaut d'ouverture du transistor de frein T_f en mode frein ($t_{def} = 20\text{ ms}$; $D_{def} = 30\text{ ms}$). Lorsque le transistor T_f reste passant, la tension capacité chute brutalement des valeurs de limitation (U_b, U_h) à une valeur proche de la tension en sortie du redresseur. Dans ce cas, la mémorisation du passage au dessus de U_b , le mode frein et la tension capacité en dessous du seuil de 125V permettent de détecter le défaut.

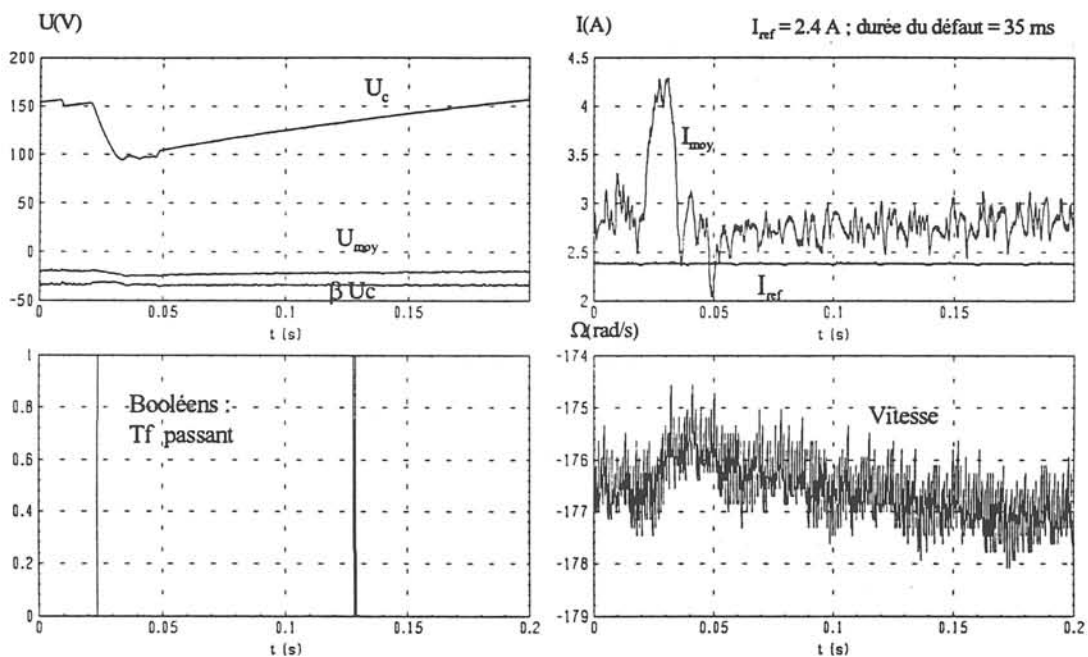


Figure 3-25 : Défaut d'ouverture du transistor de frein

f) Robustesse vis à vis d'une erreur de mesure

Dans cet essai (Figure 3-26), on a réalisé une erreur de mesure (offset de 2.4A sur le capteur de courant) afin de vérifier que l'on ne diagnostique pas de fausses défaillances sur un des composants du hacheur ($t_{def} = 30\text{ ms}$; $D_{def} = 60\text{ ms}$). Lorsque l'on crée une erreur de mesure, le correcteur rétablit bien le courant mesuré autour de sa référence alors que le courant machine chute d'une valeur égale à l'erreur de mesure sur le capteur. Conformément à notre attente, on ne diagnostique aucun défaut des composants du hacheur ; le système est robuste vis à vis d'une perturbation de mesure.

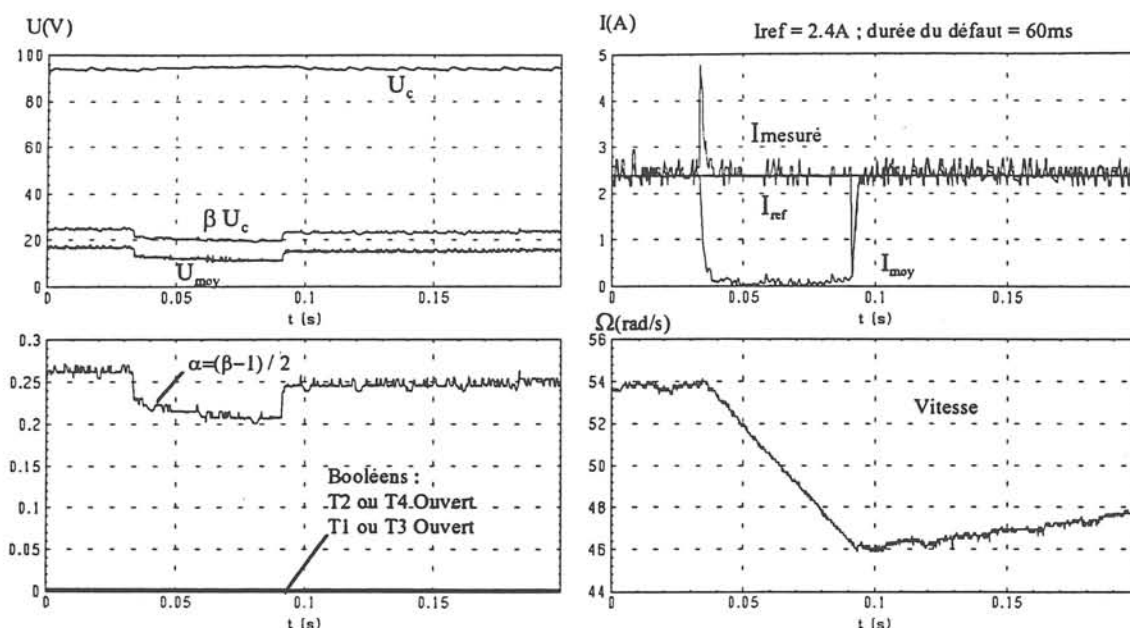


Figure 3-26 : Défaut d'offset sur le capteur de courant

III.4.2.2 Conclusion

L'approche proposée a donné de bons résultats en simulation et expérimentalement. Tous les défauts considérés ont été détectés. Le diagnostic est effectué avec un léger retard qui dépend de la valeur de la consigne de courant. En effet lorsque la consigne est élevée, lors d'un défaut, la valeur de la sortie du correcteur augmente beaucoup plus vite que si cette référence était faible ; ce qui engendre l'occurrence du symptôme S13 plus rapidement. Cette méthode simple à implanter, n'est pas sensible aux paramètres du système, elle se base uniquement sur des seuils fixes qui sont simples à choisir.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons utilisé une méthode de connaissance en utilisant une analyse fine des défauts et de leurs répercussions. Cette analyse temporelle a mis en évidence des symptômes caractéristiques, provenant de comparaison des grandeurs électriques issues des capteurs à des seuils fixes, faciles à déterminer car insensibles aux paramètres du système. Le système de détection basée sur une combinaison de ces symptômes a été représenté en utilisant le symbolisme des arbres de défaillance. Cette méthode, simple de mise en oeuvre temps réel a été validée avec succès sur le dispositif expérimental. Dans cette étude nous avons ainsi validé l'utilité des méthodes de connaissances pour les systèmes à configurations multiples tel que le convertisseur.

CHAPITRE IV

Etude du banc synchrone : caractérisation temporelle

IV.1 Introduction

Les machines alternatives tiennent désormais une place prépondérante dans le domaine des entraînements électriques. Il semble légitime que le diagnostic des systèmes électriques, après avoir traité le cas des machines à courant continu avec des symptômes issus de grandeurs continues, s'intéresse aux machines alternatives et en particulier aux machines synchrones.

Ce type d'entraînement n'ayant pas encore fait l'objet d'étude en terme de diagnostic, la totalité des défaillances potentielles de l'ensemble seront prises en considération. Nous rechercherons donc les symptômes caractéristiques des défauts affectant l'alimentation, le convertisseur (composants de puissance), les capteurs et le moteur.

Les grandeurs considérées étant alternatives nous analyserons dans un premier temps les symptômes temporels avant de nous intéresser dans un second temps aux caractéristiques fréquentielles des défauts.

IV.2 Caractérisation temporelle des défauts

La première étape de synthèse du système de surveillance consiste en l'analyse des défauts et de leurs répercussions en amont et en aval de l'élément en cause.

De la même façon que dans le chapitre III, nous allons, dans ce paragraphe, analyser le comportement des éléments défaillants et l'incidence de ces défauts sur les grandeurs électriques de l'entraînement.

IV.2.1 Défaut de l'alimentation continue située en amont de l'onduleur

Au niveau de l'alimentation continue nous prenons en compte les défauts suivants :

- le passage d'un redressement triphasé à un redressement monophasé,
- une diode du redresseur ouverte,
- une diminution de la capacité du condensateur de filtrage.

IV.2.1.1 Passage d'un redressement triphasé à un redressement monophasé

Le passage d'un redressement triphasé à un redressement monophasé peut être consécutif à :

- l'ouverture d'une phase du réseau : soit directement , soit consécutivement à la fusion du fusible provoquée par exemple par le court-circuit d'une diode du redresseur,
- la mise à la terre d'une phase du redresseur.

a) Etude du défaut

En absence de défaut, la tension $U_c(t)$ aux bornes de la capacité est de la forme (II.1) :

$$U_c(t) = U_{co} + \sum_{i=1}^{\infty} v_{li} \cos(i \omega_1 t + \Phi_{li}) ; \quad \omega_1 = 2\pi \cdot 60 \text{ fr} \quad (\text{IV.1})$$

avec f_r : fréquence du réseau = 50 Hz

En général, la capacité est dimensionnée de telle façon que le fondamental de l'ondulation de la tension capacité est négligeable (<5%) devant sa valeur moyenne.

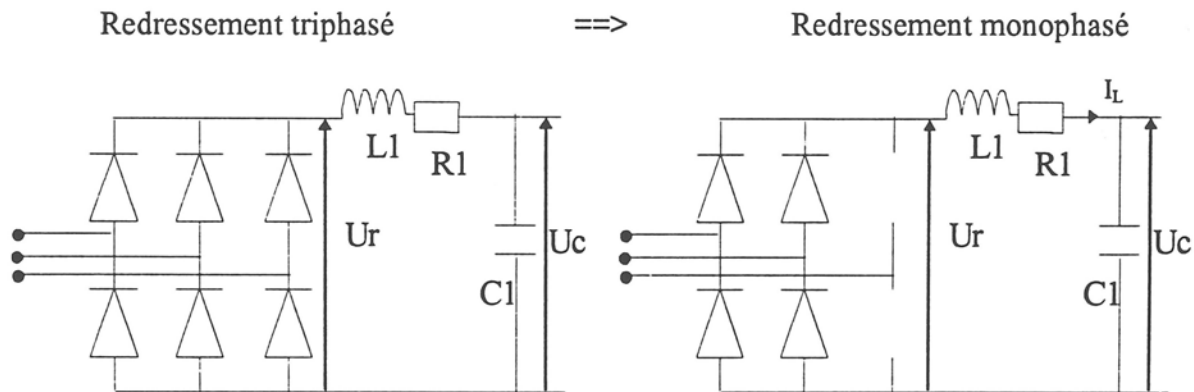


Figure 4-1 : Passage du redressement triphasé au redressement monophasé

Si un défaut de type redressement monophasé intervient, quatre diodes conduisent au lieu des six précédemment. La tension redressée U_r est modifiée, son ondulation se déplaçant à deux fois la fréquence réseau f_r (fréquence caractéristique du redressement monophasé). La fréquence des fondamentaux de toutes les grandeurs électriques (U_r, U_c, I_L) passent ainsi de f_r à $2 f_r$. L'ondulation de la tension capacité est donc beaucoup plus importante. Pour avoir le même courant moyen à l'entrée de l'onduleur, le temps de conduction des diodes augmente comme l'amplitude du courant dans l'inductance.

La tension aux bornes de la capacité est alors de la forme :

$$U_c(t) = U_{co} + \sum_{i=1}^{\infty} v_{2i} \cos(i \omega_2 t + \Phi_{2i}) ; \quad \omega_2 = 2\pi \cdot 2f \quad (\text{IV-2})$$

U_{co} : Tension capacité moyenne après défaut,

v_{2i} : amplitude de l'harmonique i après défaut,

Φ_{2i} : déphasage de l'harmonique i après défaut.

Les courbes Figure 4-2 représentent l'allure de U_c , des courants i_a , i_b , i_c , du courant dans l'inductance i_L et des commandes β_a , β_b , lors du passage (à $t=0.02s$) d'un redressement triphasé à un redressement monophasé pour une consigne de vitesse de 150 rad/s.

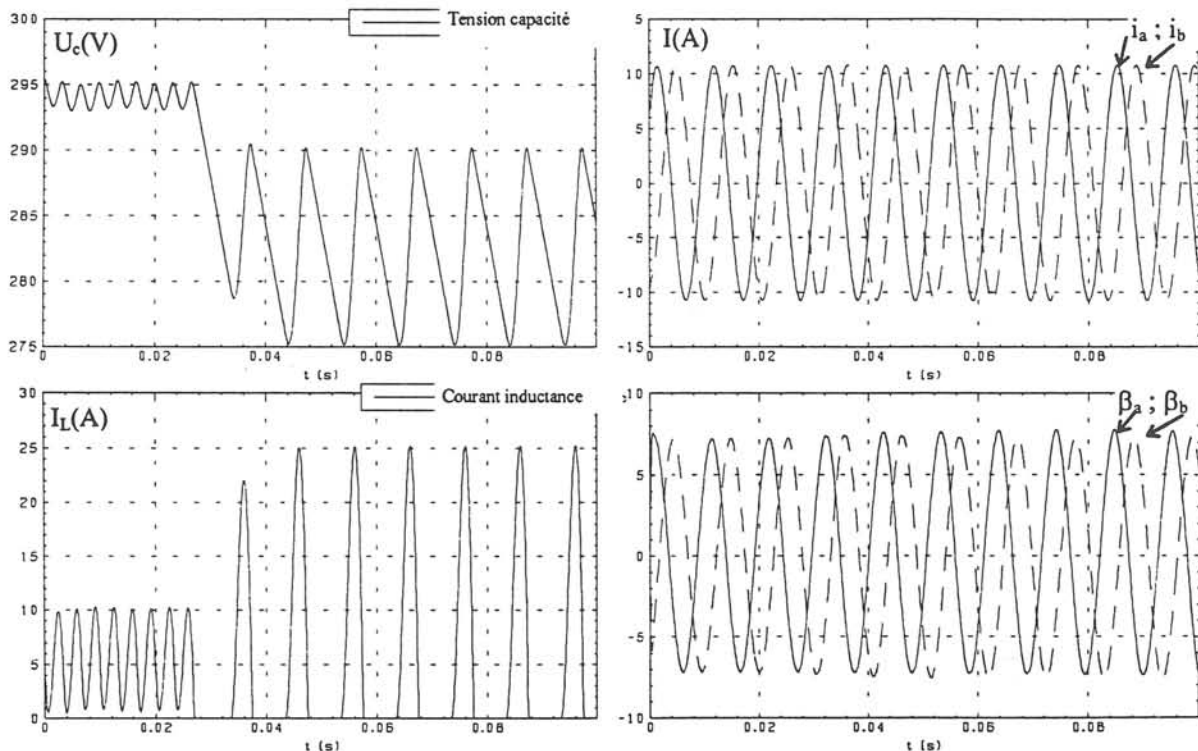


Figure 4-2 : Défaut conduisant à un redressement monophasé à 0.02s

Lors de l'occurrence du défaut, on observe, conformément à notre étude, que les ondulations sur la tension capacité augmentent alors que la fréquence de ces ondulations diminue. Du fait des oscillations plus importantes, les commandes de l'onduleur se déforment afin de maintenir les courants sinusoïdaux.

b) Influence du défaut sur le système

Dans la suite pour étudier l'influence de ce défaut sur le système, nous nous limiterons à la valeur moyenne et au fondamental de la tension capacité.

$$U_c(t) = U_{co} + v_2 \cos(\omega_2 t + \Phi_2) ; \quad \omega_2 = 2\pi \cdot 2f \quad (IV.3)$$

Si on néglige les chutes de tension dues aux composants dans l'onduleur et à l'influence des temps de garde, on peut admettre que la tension en sortie de l'onduleur s'exprime pour la phase a par (II.4) :

$$V_a(t) = \beta_a(t) \frac{U_c(t)}{2} \quad (IV.4)$$

Dans le système étudié, du fait de la régulation en courant supposée parfaite, les commandes de l'onduleur vont se déformer afin d'imposer les courants sinusoïdaux malgré les ondulations de la tension en entrée de l'onduleur.

Etudions la déformation du vecteur commande pour voir si elle peut être utilisée comme symptôme caractéristique de ce défaut.

Le fondamental des tensions statoriques peut s'écrire :

$$V_a(t) = V_m \cos(\omega_s t) \quad \text{avec} \quad V_m = M \frac{U_{co}}{2} \quad M : \text{indice de modulation} \quad (IV.5)$$

La déformation des commandes est donc telle que :

$$\beta_a(t) = \frac{M \cos(\omega_s t)}{1 + \frac{v_2}{U_{co}} \cos(\omega_2 t + \phi_2)} \quad (IV.6)$$

Le même raisonnement peut être effectué sur les deux autres phases.

Pour obtenir le vecteur commande on applique la transformation à un axe (II.17) qui transforme trois grandeurs triphasées en un vecteur tournant à la même pulsation :

$$\bar{\beta} = \frac{2}{3} \left(\beta_a + \beta_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \beta_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (IV.7)$$

Ce qui donne au niveau du vecteur commande :

$$\overline{\beta(t)} = M \frac{\cos(\omega_s t) + j \sin(\omega_s t)}{\left(1 + \frac{v_2}{U_{co}} \cos(\omega_2 t + \phi_2)\right)} \quad (\text{IV.8})$$

Si on admet que l'amplitude du fondamental des oscillations est très inférieure à la tension moyenne, on peut effectuer un développement limité au premier ordre qui donne :

$$\overline{\beta(t)} = \beta_0(t) \left(1 - \frac{v_2}{U_{co}} \cos(\omega_2 t + \phi_2)\right) \quad (\text{IV.9})$$

avec $\beta_0(t) = M (\cos(\omega_s t) + j \sin(\omega_s t))$

L'amplitude du vecteur commande $\overline{\beta}$ est ainsi modulée (Figure 4-3).

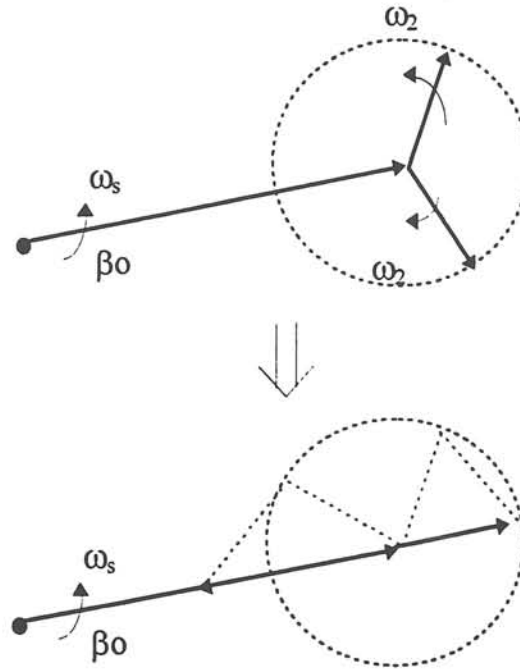


Figure 4-3 : Modulation de la commande β

Le vecteur commande $\overline{\beta}$ est donc un vecteur de pulsation ω_s , dont l'amplitude est modulée par les deux vecteurs de pulsation inverse ω_2 et $-\omega_2$.

La trajectoire du vecteur de commande β peut prendre différents aspects qui dépendent de la pulsation des courants statoriques ω_s . Les courbes de la figures 4-4 illustrent la trajectoire du vecteur commande β (IV.9) pour des fréquences statoriques différentes f_s ($\omega_s = 2\pi f_s$).

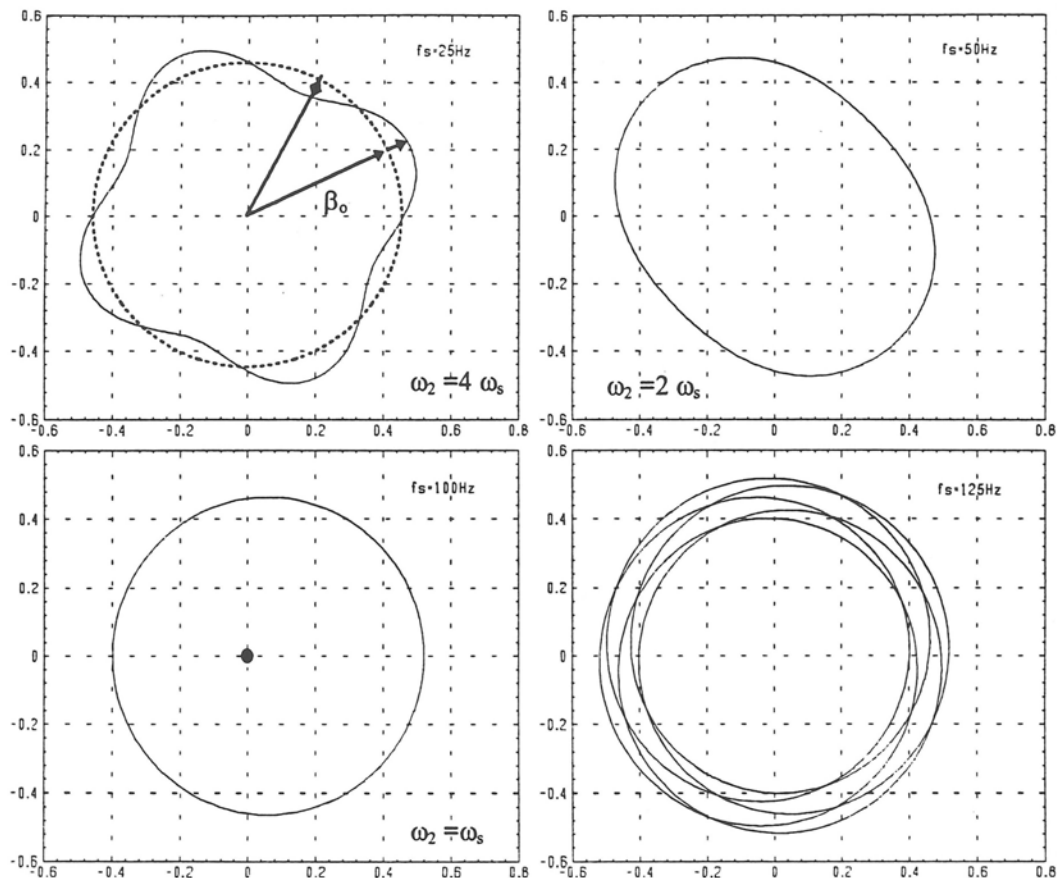


Figure 4-4 : Influence de la fréquence statorique sur la trajectoire du vecteur commande

Lorsque $\omega_2 = 4 \omega_s$, la fréquence de modulation est quatre fois plus élevée que la pulsation statorique : on obtient la forme étoilée avec quatre maxima et quatre minima. Il en est de même pour $\omega_2 = 2 \omega_s$, où le rapport 2 se traduit par une forme elliptique avec deux maxima et minima. Lorsque $\omega_2 = \omega_s$, on obtient un cercle décalé. Pour les autres fréquences qui ne correspondent pas à des valeurs entières de $\frac{\omega_2}{\omega_s}$, on n'obtient pas de formes caractéristiques.

c) Caractérisation temporelle du défaut

La diversité des trajectoires du vecteur commande en fonction de la fréquence statorique rend l'exploitation de cette trajectoire pour le diagnostic difficilement exploitable au niveau expérimental.

La Figure 4-5 représente la trajectoire du vecteur commande et son module pour le même essai que la Figure 4-2. La trajectoire dans ce cas n'a pas de forme caractéristique (ellipse, étoile)

car le rapport $\frac{\omega_2}{\omega_s}$ n'est pas entier. Sur le module du vecteur commande on observe l'ondulation due au défaut.

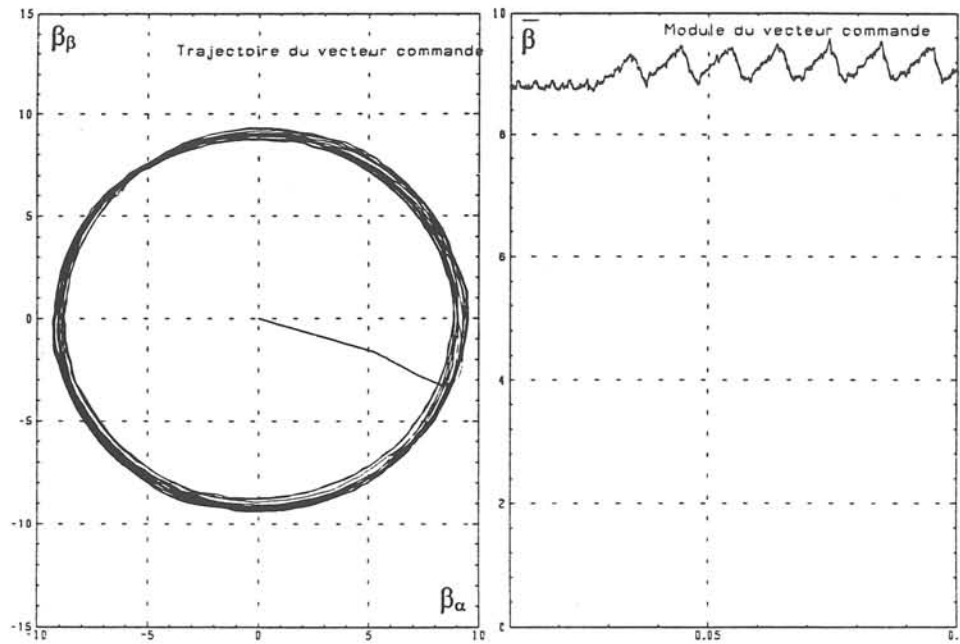


Figure 4-5 : Trajectoire et module du vecteur commande

IV.2.1.2 Défaut d'ouverture d'une diode du redresseur

a) Etude du défaut

Observons l'évolution du cycle de conduction lorsqu'une diode du redresseur ne conduit plus. On considère le cas où la diode D1 ne conduit plus (Figure 4-6).

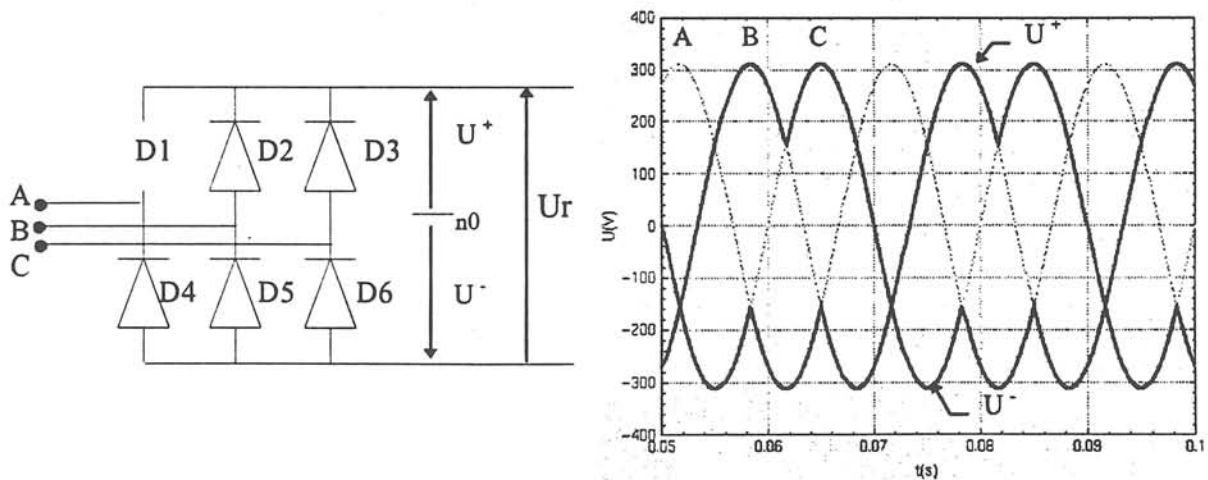


Figure 4-6 : Défaut sur la diode D1

La tension en sortie du redresseur peut être obtenue par $U_r = U^+ - U^-$. Comme la diode D1 ne conduit plus, U^+ va perdre sa connexion à la phase A. La tension en sortie du redresseur U_r possède une alternance en moins par rapport à la tension redressée qui comportait six alternances par période avant le défaut.

Pour ce défaut, le fondamental des grandeurs électriques (tension redressée, tension capacité, courant inductance, courant absorbé par l'onduleur) se déplace de six fois à une fois la fréquence réseau.

Les Figures 4-7 représentent le défaut de conduction d'une diode du redresseur à $t=0.025s$ pour une consigne de vitesse de 150 rad/s.

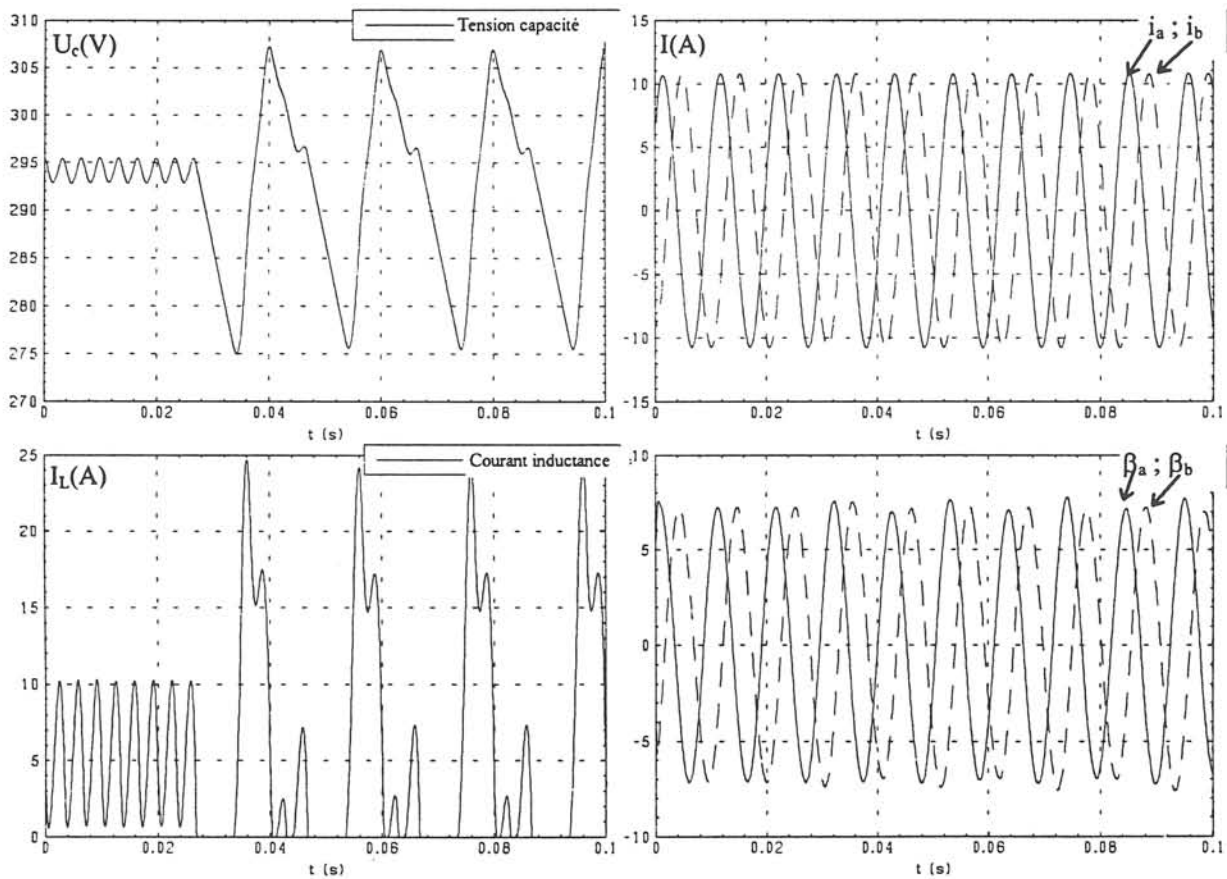


Figure 4-7: Défaut d'une diode du redresseur à $t=0.025s$

b) Caractérisation temporelle du défaut

Ce défaut aura la même influence sur le système que le défaut précédent (modulation du bus continu, déformation de la trajectoire du vecteur commande). La seule différence vient de la fréquence de modulation du vecteur commande qui est à la fréquence réseau et non au double

de la fréquence réseau pour le défaut de redressement monophasé. L'équation (IV.9) reste valable mais avec $\omega_2 = 2\pi * f_r$.

IV.2.1.3 Défaut du condensateur

La baisse de la capacité du filtre peut provenir du vieillissement d'une partie des condensateurs qui compose le banc de capacité. Lorsque la capacité du condensateur diminue, l'ondulation du bus continu est plus importante, tout en gardant la même fréquence fondamentale de six fois la fréquence réseau. On se retrouve dans les cas des défauts précédents où la modulation du bus continu entraîne une déformation des commandes de l'onduleur pour maintenir les courants sinusoïdaux, en gardant la même fréquence fondamentale des grandeurs électriques. L'équation (IV.9) de la trajectoire est toujours valable avec la valeur $\omega_2 = 2\pi * 6f_r$.

IV.2.1.4 Conclusion

Tous les défauts pris en compte au niveau de l'alimentation se caractérisent par la même équation de déformation de la trajectoire du vecteur commande (IV.9), mais avec des fréquences de modulation différentes. Une méthode basée sur un suivi de trajectoire pour obtenir une caractérisation temporelle est difficilement envisageable expérimentalement du fait des bruits de mesure et des oscillations hautes fréquences dus à la MLI.

On a observé que ces défauts se traduisent par un déplacement du fondamental des grandeurs électriques de $6f_r$ à $2f_r$ ou f_r . Ils peuvent donc être différenciés par une caractérisation fréquentielle, ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

IV.2.2 Défaut onduleur

Après avoir étudié les défauts pouvant affecter la source continue, nous allons nous intéresser dans ce paragraphe au convertisseur statique. Nous avons vu au chapitre II que le convertisseur et sa commande pouvaient être constitués de deux ou trois boucles d'asservissement de courant. Nous étudierons le cas correspondant au banc expérimental (trois régulations), en précisant ce qu'il adviendrait pour deux régulations de courant si le résultat était différent.

IV.2.2.1 Etude du défaut

Lorsque l'un des transistors de l'onduleur ne conduit plus, les phases de conduction vont se trouver modifiées, ce qui va provoquer une déformation de la sinusoïde de la phase en défaut. La tension de cette phase va dépendre du signe du courant de la phase et des ordres de commande de l'autre transistor du même bras.

Considérons un défaut sur le transistor T2 en admettant que le courant dans la phase B (i_b) était positif avant le défaut (Figure 4-8).

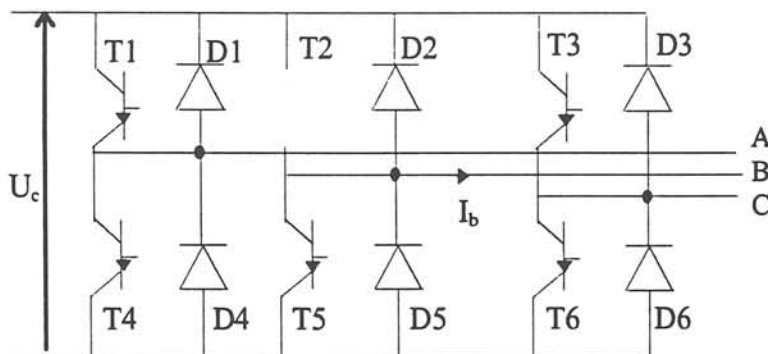


Figure 4-8 : Défaut transistor T2

Première phase

Dès l'apparition du défaut, la diode D5 conduit. La phase B est connectée au bus négatif alors qu'elle aurait dû être connectée au potentiel positif. Le courant dans la phase B diminue. Lorsque le transistor T5 est commandé, comme le courant est positif, la phase de conduction ne change pas (D5 continue à conduire et le courant à décroître).

La régulation tente de compenser la décroissance du courant en augmentant la valeur de commande β_b afin d'augmenter le temps de conduction théorique de la phase B au potentiel positif. Ceci est sans effet, car la phase B est en permanence connectée au potentiel négatif par

l'intermédiaire de D5. En conséquence la commande part en butée positive. D5 conduit tant que le courant est positif.

Seconde phase

Une fois le courant de la phase B nul, la commande étant en butée positive, le courant ne peut pas devenir positif, il reste nul ou bien négatif.

En effet, dans certaines configurations, Il existe des phases de roue libre dues à l'action de la fem du moteur qui entraîne un courant négatif. La durée de ces phases est d'autant plus petite que la fréquence de MLI est élevée. Dès que l'on change de séquence de conduction, le courant revient à zéro par la conduction de D2. Le courant i_b reste ainsi nul ou quasiment nul si la fréquence de MLI est élevée par rapport à f_s .

Troisième phase

Pour l'alternance négative de la référence de courant, le transistor T2 n'étant plus utilisé, le courant est bien régulé sur l'alternance négative. Un défaut sur le transistor T2 conduit donc à la suppression de l'alternance positive du courant de la phase B ce qui va engendrer une composante continue dans cette phase.

Du fait de la symétrie du moteur, la composante continue va se retrouver également divisée sur les autres phases. Cette composante provoque une répartition inégale des courants entre les transistors d'un même bras et peut engendrer des problèmes thermiques sur les composants qui sont parcourus par un surcroît de courant.

IV.2.2.2 Répercussions du défaut en amont de l'onduleur

Pour observer la répercussion du défaut sur les autres éléments de l'entraînement électrique situés en amont de l'onduleur, nous allons dans un premier temps étudier l'évolution du courant moyen absorbé par l'onduleur qui est la première grandeur électrique en amont de l'élément défectueux (comme les fréquences de MLI sont élevées, nous avons choisi d'utiliser le courant moyen dont la dynamique d'évolution est plus faible). Ce courant peut être obtenu à partir des grandeurs $\beta_a, \beta_b, \beta_c, i_a, i_b$ en négligeant les temps de garde par l'expression :

$$I_{\text{ondm}} = \frac{1}{2} [\beta_a i_a + \beta_b i_b + \beta_c i_c] = \frac{1}{2} [(\beta_a - \beta_c) i_a + (\beta_b - \beta_c) i_b] \quad (\text{IV.10})$$

- En fonctionnement sain, lorsque tout est régulé normalement, le courant moyen absorbé par l'onduleur est constant (Annexe H) :

$$I_{\text{ondm}} = K \beta_{\text{max}} I_{\text{max}} \quad (\text{IV.11})$$

- Lorsqu'un défaut sur un des transistors se produit, en négligeant les phases transitoires on distingue alors deux cas :

1. dans le premier, on se trouve en fonctionnement normal du fait que le transistor défectueux n'est pas sollicité (demi-période), le courant dans la phase en défaut est bien régulé. Dans ce cas le courant moyen absorbé par l'onduleur est constant ($I_{ond_m} = K \beta_{max} I_{max}$).
2. dans le second, le courant dans la phase en défaut est nul avec une commande du bras défectueux en butée ($i_b=0, \beta_b=1$). D'après IV.10 le courant absorbé par l'onduleur s'écrit alors:

$$I_{ond_m} = \frac{1}{2}[(\beta_a - \beta_c) i_a] \quad (IV.12)$$

Le courant absorbé n'est plus constant mais dépend de l'évolution de β_a, β_c et i_a .

Les figures 4-9 illustrent un défaut d'ouverture du transistor inférieur du bras B à $t=0.01s$ pour une consigne de vitesse de 150 rad/s, ce qui correspond à une fréquence statorique de 95Hz.

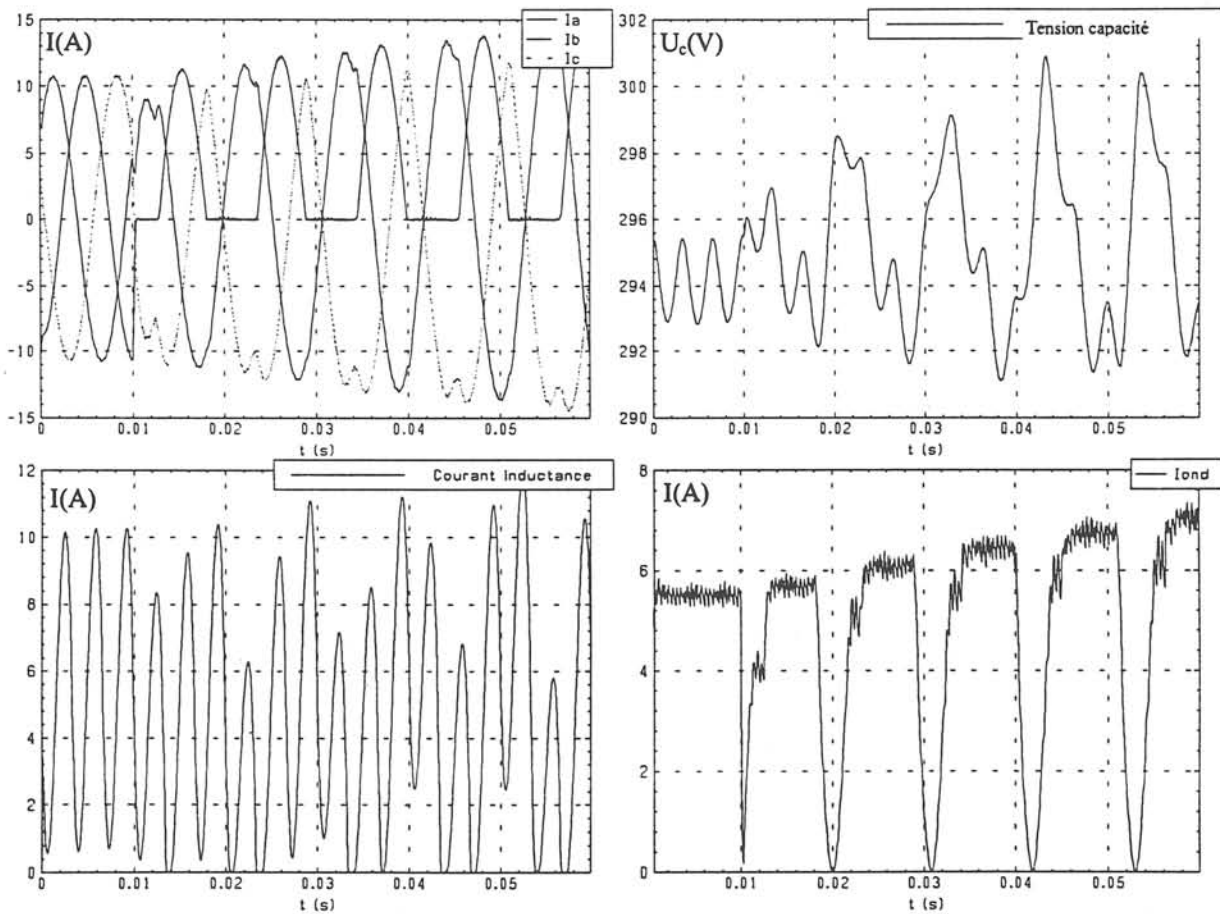


Figure 4-9 : Défaut d'ouverture de T5 à 10ms

Après le défaut, on observe une augmentation de l'amplitude des courants de phase due à l'action de la régulation de vitesse. Le courant moyen absorbé par l'onduleur évolue sur une

demi-période et reste constant sur l'autre (à la remarque précédente près). Cette oscillation à la fréquence statorique se répercute sur les grandeurs électriques en amont du défaut mais avec un plus faible niveau du fait du filtrage par la capacité.

A partir de l'expression du modèle moyen du courant absorbé par l'onduleur, on peut obtenir des modèles moyens du système en défaut ; à partir de ces modèles on pourra générer les symptômes caractéristiques des défauts.

b) Caractérisation temporelle en utilisant des modèles moyens

Considérons le défaut sur le transistor supérieur de la phase B, T2. On a vu précédemment que lorsque le transistor T2 ne se ferme plus, le courant dans la phase B (i_b) perd son alternance positive. La commande du bras B (β_b) part en butée positive. Pour définir les modèles moyens en défaut, considérons la structure à trois boucles d'asservissement du banc expérimental.

Structure à 3 boucles

Lors du défaut, après la phase transitoire d'annulation du courant et de saturation de la commande, on a $i_b=0$ et $\beta_b=1$. Le modèle moyen réel $I_{o_{T2}}$ pour le défaut T2 ouvert (T2 ne se ferme pas) se définit d'après l'équation du courant moyen absorbé par l'onduleur (IV.10), en remplaçant dans cette équation i_b par 0 et β_b par 1 :

$$I_{ond_m} = \frac{1}{2} [(\beta_a - \beta_c) i_a]$$

Dans ce modèle on n'utilise pas l'information $\beta_b=1$, ce qui fait que pour le défaut T5 ouvert ($i_b=0$ et $\beta_b=-1$) on a le même modèle moyen, I_{o_B} caractérisant uniquement un défaut affectant le bras B.

$$I_{o_B} = \frac{1}{2} [(\beta_a - \beta_c) i_a] \quad (IV.13)$$

Ainsi en comparant le modèle du courant moyen présumant un défaut sur le bras B, au modèle du courant moyen estimé réel (IV.10), on peut se créer un symptôme permettant de savoir que le bras B est défectueux.

Avec le même raisonnement sur les autres bras, on obtient deux modèles présumés en défaut I_{o_A} et I_{o_B} qui comparés à I_{ond_m} permettent de créer trois symptômes correspondant aux trois bras de l'onduleur défectueux.

$$I_{o_A} = \frac{1}{2} [(\beta_b - \beta_c) i_b] ; I_{o_B} = \frac{1}{2} [(\beta_a - \beta_c) i_a] \quad (IV.14)$$

$$\begin{aligned}
 S_A : (I_{o_A} = I_{ond_m}) \& (I_{o_B} \neq I_{ond_m}) \\
 S_B : (I_{o_A} \neq I_{ond_m}) \& (I_{o_B} = I_{ond_m}) \\
 S_C : (I_{o_A} = I_{ond_m}) \& (I_{o_B} = I_{ond_m})
 \end{aligned} \tag{IV.15}$$

Si la somme des trois grandeurs de commande est nulle (boucle d'asservissement en courant réalisée avec deux correcteurs), on peut simplifier les modèles.

Structure à 2 boucles

Pour ce type de structure, comme $(\beta_a + \beta_b + \beta_c = 0)$, on peut éliminer β_c dans (IV.13) et définir ainsi les modèles moyens présumés en défaut pour T2 et T5 par :

$$\begin{aligned}
 I_{o_{T2}} &= \frac{1}{2}[(2\beta_a + 1)i_a] \\
 I_{o_{T5}} &= \frac{1}{2}[(2\beta_a - 1)i_a]
 \end{aligned} \tag{IV.16}$$

Avec deux boucles d'asservissement, on peut localiser l'élément défaillant dans le bras.

En appliquant le même raisonnement aux autres transistors défectueux, on obtient ainsi quatre modèles présumés en défaut qui comparés à I_{ond_m} , permettent de créer six symptômes booléens correspondant aux six transistors de l'onduleur défectueux.

$$\begin{aligned}
 I_{o_{T1}} &= \frac{1}{2}[(2\beta_b + 1)i_b] ; I_{o_{T4}} = \frac{1}{2}[(2\beta_b - 1)i_b] \\
 I_{o_{T2}} &= \frac{1}{2}[(2\beta_a + 1)i_a] ; I_{o_{T5}} = \frac{1}{2}[(2\beta_a - 1)i_a]
 \end{aligned} \tag{IV.17}$$

$$\begin{aligned}
 S_{T1} : (I_{o_{T1}} = I_{ond_m}) \& (I_{o_{T2}} \neq I_{ond_m}) ; S_{T4} : (I_{o_{T4}} = I_{ond_m}) \& (I_{o_{T5}} \neq I_{ond_m}) \\
 S_{T2} : (I_{o_{T1}} \neq I_{ond_m}) \& (I_{o_{T2}} = I_{ond_m}) ; S_{T5} : (I_{o_{T4}} \neq I_{ond_m}) \& (I_{o_{T5}} = I_{ond_m}) \\
 S_{T3} : (I_{o_{T1}} = I_{ond_m}) \& (I_{o_{T2}} = I_{ond_m}) ; S_{T6} : (I_{o_{T4}} = I_{ond_m}) \& (I_{o_{T5}} = I_{ond_m})
 \end{aligned} \tag{IV.18}$$

Influence des offsets de mesure

Dans le cas d'un d'offset sur le capteur de courant de la phase défectueuse, lors du défaut, le courant mesuré n'est pas nul. Il ne peut y avoir égalité entre le courant moyen estimé par le modèle du courant moyen I_{ond_m} (IV.10) et celui des modèles correspondant au défaut (IV.14) ou (IV.17) qui supposaient un courant mesuré nul.

Pour prendre en compte ce problème, considérons à titre d'exemple le cas précédent : T2 défectueux avec un offset de mesure i_{b0} et une structure à deux boucles d'asservissement qui facilite l'explication.

D'après (IV.10), lors du défaut, on obtient :

$$I_{ondm} = \frac{1}{2} [(2\beta_a + 1) i_a + (2 + \beta_a) i_{bo}] = I_{oT2} + \frac{1}{2} (2 + \beta_a) i_{bo} \quad (IV.19)$$

Pour tenir compte de l'offset sur le capteur considérons le terme :

$$r_{T2} = 2 \frac{(I_{ondm} - I_{oT2})}{2 + \beta_a} \quad (IV.20)$$

Lors du défaut T2, ce terme correspond à la valeur de l'offset i_{bo} . En testant si r_{T2} reste à la même valeur pendant plusieurs mesures consécutives, on peut diagnostiquer le défaut T2.

En appliquant le même raisonnement aux autres transistors, on obtient pour deux boucles d'asservissement, quatre symptômes temporels robustes aux offsets.

$$\begin{aligned} r_{T1} &= 2 \frac{I_{ondm} - I_{oT1}}{2 + \beta_b} ; r_{T4} = 2 \frac{I_{ondm} - I_{oT4}}{-2 + \beta_b} \\ r_{T2} &= 2 \frac{I_{ondm} - I_{oT2}}{2 + \beta_a} ; r_{T5} = 2 \frac{I_{ondm} - I_{oT5}}{-2 + \beta_a} \end{aligned} \quad (IV.21)$$

Ces symptômes combinés entre eux donnent six booléens correspondant aux six transistors défectueux :

$$\begin{aligned} S_{T1} &: r_{T1} \& \overline{r_{T2}} ; S_{T4} : r_{T4} \& \overline{r_{T5}} \\ S_{T2} &: \overline{r_{T1}} \& r_{T2} ; S_{T5} : \overline{r_{T4}} \& r_{T5} \\ S_{T3} &: r_{T1} \& r_{T2} ; S_{T5} : r_{T4} \& r_{T5} \end{aligned} \quad (IV.22)$$

Dans le cas de trois boucles d'asservissement, avec le même raisonnement, on obtient deux symptômes temporels r_A , r_B robustes aux offsets de mesure qui, combinés entre eux, donnent trois booléens correspondant chacun à un bras défaillant :

$$r_A = 2 \frac{I_{ondm} - I_{oA}}{\beta_a - \beta_c} ; r_B = 2 \frac{I_{ondm} - I_{oB}}{\beta_b - \beta_c} \quad (IV.23)$$

$$\begin{aligned} S_A &: r_A \& \overline{r_B} ; \\ S_B &: \overline{r_A} \& r_B ; \\ S_C &: r_A \& r_B ; \end{aligned} \quad (IV.24)$$

Remarque :

Une autre solution consiste à comparer le courant moyen présumé en défaut à partir des modèles, au courant moyen effectivement absorbé par l'onduleur (mesures). Cette méthode est sensible aux offsets des capteurs de courant. De plus, pour les onduleurs type bus-bar, le

courant absorbé n'est pas directement mesurable. L'avantage de la méthode présentée, basée sur une comparaison des modèles présumés en défaut, par rapport au modèle général du courant moyen absorbé par l'onduleur, réside dans le fait que les mesures influencent les deux modèles de la même manière et on s'affranchit ainsi des limitations de la solution précédente.

Après avoir étudié la répercussion du défaut en amont de l'onduleur et défini des modèles moyens permettant de caractériser le défaut au niveau temporel, nous allons étudier dans le prochain paragraphe la répercussion du défaut en aval de l'onduleur.

IV.2.2.3 Répercussions du défaut en aval de l'onduleur

En aval du défaut, la forme des courants absorbés au niveau du moteur se trouve modifiée. L'interaction entre la composante continue des courants statoriques et le flux rotorique sinusoïdal engendre un couple pulsatoire au niveau du moteur dont le fondamental se situe à la fréquence statorique (du fait de l'inertie mécanique dans un premier temps, le flux rotorique peut être considéré sinusoïdal avant que des oscillations sur la vitesse n'apparaissent). Ces oscillations de couple se répercutent au niveau de la charge.

Compte tenu des déformations des courants statoriques lors d'un défaut transistor, l'étude de la trajectoire du vecteur courant statorique nous permet de générer des symptômes temporels caractéristiques. Cela fait l'objet du paragraphe suivant.

a) Caractérisation par analyse des courants dans le plan des phases

Considérons la transformation de Concordia (II.16) qui transforme trois grandeurs triphasées (a,b,c) en deux grandeurs diphasées (α , β) et appliquons la aux courants du moteur.

$$i_{\alpha} = i_a \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (IV.25)$$

$$i_{\beta} = i_b \sqrt{2} + \frac{1}{\sqrt{2}} i_a$$

Pour un fonctionnement sain, les régulations maintiennent les courants statoriques sinusoïdaux, on obtient alors :

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\omega t + \phi) \\ i_{\beta} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (IV.26)$$

Par conséquent, en fonctionnement sain la trajectoire du vecteur courant statorique est un cercle.

Considérons un défaut sur le transistor T2. On a vu précédemment que ce défaut se manifeste par le fait que le courant dans la phase B est nul pendant la moitié de la période. Durant la phase de dysfonctionnement, d'après l'équation IV.25, nous obtenons une relation de proportionnalité entre les deux courants de Concordia :

$$i_\alpha = \sqrt{3} i_\beta \quad (\text{IV.27})$$

Ainsi durant la moitié de la période, lorsque le courant est nul, le vecteur courant se déplace sur une droite de pente $\frac{1}{\sqrt{3}}$, puis reprend sa trajectoire circulaire quand le transistor défectueux n'est plus sollicité (deuxième demi-période).

La figure 4.10 représente la trajectoire du vecteur courant pour les deux défauts pouvant survenir sur les transistors du bras B en supposant la dynamique de l'asservissement infinie.

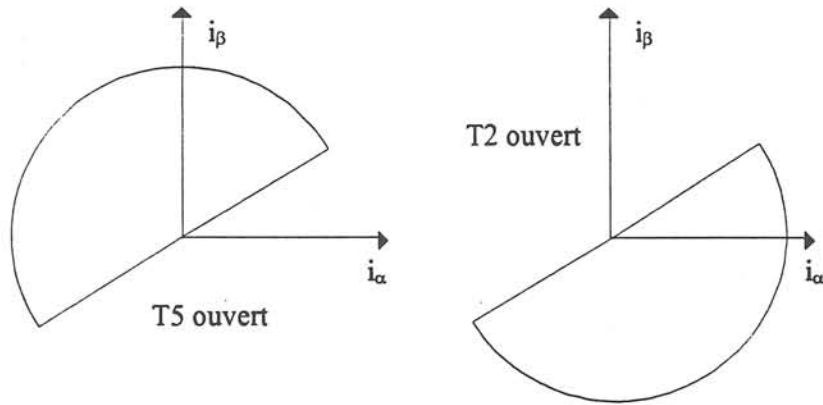


Figure 4-10 :Trajectoires du vecteur courant pour deux défauts sur le bras B

Influences des offsets de mesure

Si une erreur d'offset existe sur le capteur mesurant le courant dans la phase défectueuse, en cas de défaut le courant mesuré n'est pas nul ($i_b = i_{b0}$).

La relation durant le défaut entre i_α et i_β devient :

$$i_\alpha = \sqrt{3} i_\beta - \sqrt{6} i_{b0} \quad (\text{IV.28})$$

Pendant la phase de dysfonctionnement, la trajectoire du vecteur courant correspond à une droite ; l'offset sur le capteur de courant a pour effet de décaler la droite de l'origine, mais celle-ci conserve la même pente.

La figure 4-11 représente la trajectoire du vecteur courant dans le plan de Concordia pour les deux défauts sur les transistors du bras B avec un offset i_{bo} positif.

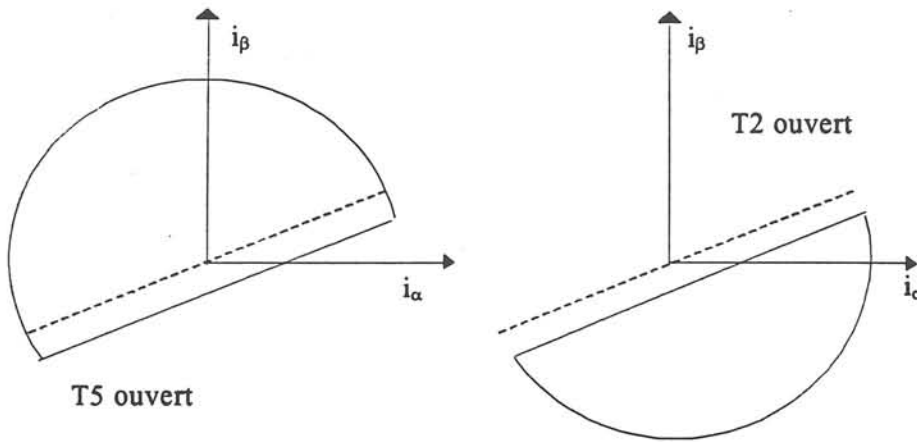


Figure 4-11 : Trajectoires du vecteur courant pour deux défauts sur le bras B et un offset

En appliquant le même raisonnement aux autres transistors on obtient lors du défaut les relations et les trajectoires suivantes (figure 4-12) :

-Transistor de la phase C en défaut

$$i_\alpha = -\sqrt{3} i_\beta \quad (IV.29)$$

-Transistor de la phase A en défaut

$$\begin{aligned} i_\alpha &= 0 \text{ et } i_\beta = \sqrt{2} i_b && \text{sans offset capteur} \\ i_\alpha &= i_{ao} \text{ and } i_\beta = \sqrt{2} i_b + \frac{i_{ao}}{\sqrt{2}} && \text{avec un offset} = i_{ao} \end{aligned} \quad (IV.30)$$

Remarque :

Dans le cas des défauts sur le bras A, comme i_α est nul, la pente de la droite lors du défaut est infinie, néanmoins on peut obtenir une relation de proportionnalité entre i_β et i_b .

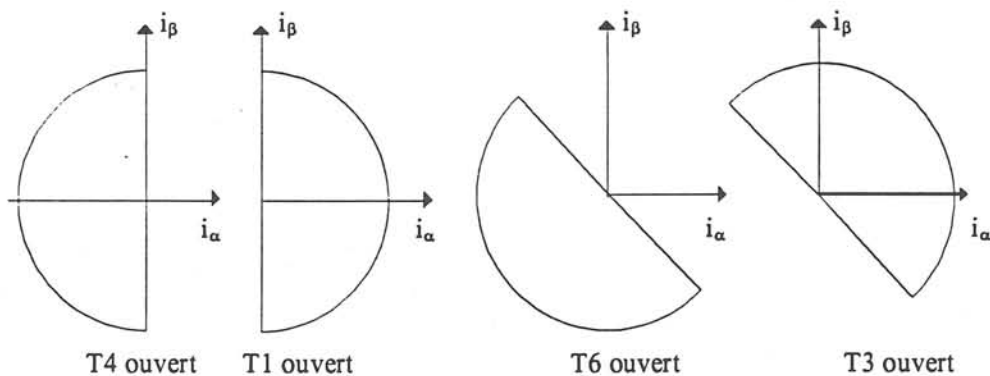


Figure 4-12 : Trajectoires du vecteur courant pour différents défauts transistors

En testant si la pente de la trajectoire du vecteur courant est égale à une des valeurs $(\frac{1}{\sqrt{3}}, -\frac{1}{\sqrt{3}}, \infty)$ pour plusieurs mesures, on peut obtenir trois symptômes caractérisant un bras d'onduleur défectueux. En testant quelle alternance du courant est présente, on peut créer d'autres symptômes, qui combinés aux symptômes précédents, vont permettre de localiser l'élément défectueux dans le bras.

Remarque :

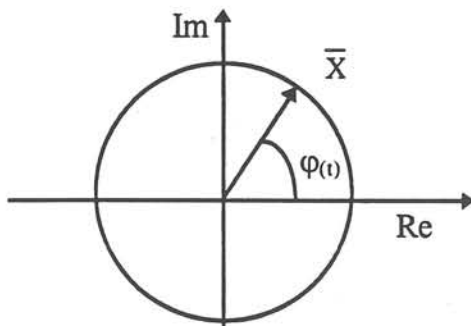
Cette étape supplémentaire de localisation n'est pas toujours indispensable. Pour certaines applications de petite et moyenne puissance, tous les éléments du même bras (transistors, diodes) sont dans le même boîtier, ce qui rend une localisation plus précise du défaut inutile.

Ainsi en effectuant une reconnaissance de formes sur la trajectoire du vecteur courant statorique, on peut obtenir des symptômes temporels caractéristiques de chaque défaut.

Lors de l'analyse détaillée de la trajectoire du vecteur courant, on a constaté que lors du défaut ce vecteur se déplace sur une droite passant par l'origine. De ce fait, comme la phase du vecteur courant est constante durant le défaut, nous nous sommes dirigés vers une autre approche utilisant la fréquence instantanée pour caractériser le défaut.

b) Caractérisation par la fréquence instantanée du vecteur courant

La fréquence instantanée f_i d'un signal $x(t)$ utilise la notion de phase du signal, elle se définit comme la dérivée de la phase $\varphi(t)$:



$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (IV.31)$$

avec f_i en Hertz

A partir d'un signal réel $x(t)$ pour obtenir la phase $\varphi(t)$ du signal, on associe le signal en quadrature $y(t)$.

Le signal en quadrature est déterminé soit par un filtre déphaseur, soit par la transformée de Hilbert qui à partir du signal réel, fournit la forme analytique du signal (forme complexe) :

$$x(t) + j y(t).$$

La phase ϕ est alors l'arctangente entre $y(t)$ et $x(t)$.

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \arctan\left(\frac{y}{x}\right) = \frac{1}{2\pi} \frac{xy' - y'x}{x^2 + y^2} \quad (\text{IV.32})$$

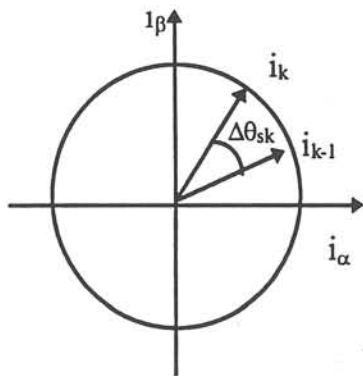
avec $x' = \frac{dx}{dt}$

Au niveau de l'application, le fait de travailler dans le plan de Concordia (représentation vectorielle) nous permet d'avoir directement deux grandeurs déphasées de 90 degrés qui sont les composantes du vecteur courant \bar{i} suivant les axes α et β .

La fréquence instantanée du vecteur courant \bar{i} est donc déterminée par :

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt}(\theta_s) \quad (\text{IV.33})$$

Si les courants sont échantillonnés périodiquement de telle façon que l'angle entre deux instants d'échantillonnage $\Delta\theta_s$ soit faible, on peut obtenir la fréquence instantanée du signal (T période d'échantillonnage, i_{α_k} , i_{β_k} les courants à l'instant k) :



$$\Delta\theta_s \cong \sin(\theta_{s_k} - \theta_{s_{k-1}})$$

$$\Delta\theta_s \cong \sin \theta_{s_k} \cos \theta_{s_{k-1}} - \sin \theta_{s_{k-1}} \cos \theta_{s_k}$$

$$i_{\alpha_k} = i_k \cos(\theta_{s_k}); i_{\beta_k} = i_k \sin(\theta_{s_k})$$

$$i_k = \sqrt{i_{\alpha_k}^2 + i_{\beta_k}^2}$$

Soit :

$$f_i = \frac{1}{2\pi T} \frac{1}{i_k i_{k-1}} (i_{\beta_k} i_{\alpha_{k-1}} - i_{\beta_{k-1}} i_{\alpha_k}) \quad (\text{IV.34})$$

Propriétés de f_i

- En fonctionnement sain et en régime permanent, la fréquence instantanée de déplacement du vecteur courant correspond à la fréquence des courants statoriques.
- Si un défaut se produit sur un des transistors de l'onduleur, nous avons vu précédemment qu'il existe une relation de proportionnalité entre les projections du vecteur courant suivant les axes α et β ($i_{\alpha_k} = a i_{\beta_k}$; $i_{\alpha_{k-1}} = a i_{\beta_{k-1}}$). Par conséquent la fréquence instantanée se trouve annulée sur une demi-alternance.

Le test de la fréquence instantanée nulle, permet donc de détecter un problème dans l'onduleur. En revanche on ne peut pas localiser le défaut.

Influence des offsets de mesures

Si une erreur d'offset existe sur un capteur de courant en présence du défaut, comme la relation entre les composantes n'est plus une droite affine (IV.28), la fréquence instantanée (IV.34) n'est plus nulle. Elle dépend de la différence du courant sur un axe entre deux instants d'échantillonnage :

$$f_i = \frac{1}{2\pi T} \frac{1}{i_k i_{k-1}} (i_{\beta_k} - i_{\beta_{k-1}}) g \quad (IV.35)$$

avec $g = -\sqrt{6} i_b$ ou $g = \frac{i_a}{\sqrt{2}}$ pour un offset de courant sur le capteur de la phase B ou A.

La trajectoire du vecteur courant ne se déplaçant plus sur une droite passant par l'origine, la phase de ce vecteur n'est plus constante, $f_i \neq 0$.

En pratique avec la machine synchrone, l'information position rotorique dont nous disposons pour les régulations des courants nous permet de calculer la fréquence fondamentale des courants statorique f_s . Pour détecter un défaut au niveau de l'onduleur on compare le module de la différence $|f_i - f_s|$ à un seuil prédéfini, ce qui nous affranchit du problème d'offset (en fonctionnement sain la différence $|f_i - f_s|$ est nulle).

IV.2.3 Défauts en aval de l'onduleur

Après avoir analysé les défauts affectant la source continue et le convertisseur, il nous reste à étudier les défauts affectant les éléments en aval de l'onduleur (capteurs de courant, moteur) et leurs effets sur l'entraînement électrique.

IV.2.3.1 Défaut sur le capteur de courant

Au niveau du capteur de courant nous avons considéré trois types de défaut :

- a) erreur d'offset
- b) erreur de gain
- c) capteur déconnecté

Lorsqu'il se produit un des deux premiers défauts, le courant mesuré est maintenu sinusoïdal par asservissement alors que le courant réel dans le moteur possède, soit une composante continue pour un défaut d'offset, soit des amplitudes différentes pour un défaut de gain. Ces dissymétries sur le courant se répercutent sur le moteur en créant un couple pulsatoire dont la fréquence dépend du type de défaut.

Etudions la répercussion de ces défauts en amont de l'onduleur en utilisant le courant moyen absorbé donné par (IV.10) :

$$I_{ond_m} = \frac{1}{2} [(\beta_a - \beta_c) i_a + (\beta_b - \beta_c) i_b]$$

a) Erreur d'offset

Pour un défaut d'offset les courants mesurés s'écrivent :

$$\begin{aligned} i_{a_{mes}} &= i_a + \Delta a \\ i_{b_{mes}} &= i_b + \Delta b \end{aligned} \quad \Delta a, \Delta b : \text{offsets de mesures}$$

Le courant moyen absorbé par l'onduleur est alors (IV.10) :

$$I_{ond_m} = \frac{1}{2} [i_{a_{mes}} (\beta_a - \beta_c) + i_{b_{mes}} (\beta_b - \beta_c) - (\Delta a (\beta_a - \beta_c) + \Delta b (\beta_b - \beta_c))] \quad (IV.36)$$

Dans l'équation précédente on observe deux termes :

- le premier terme est le produit des courants mesurés (sinusoïdaux) et des grandeurs de commande. Ce terme correspond au produit de deux fonctions cosinus de fréquence f_s , ce qui donne une composante continue et un terme oscillant de fréquence $2f_s$ qui ne s'annule pas du fait que les commandes sont déformées.
- le second terme est le produit des commandes et de la valeur de l'offset. Ce terme a une pulsation à la fréquence f_s .

Ainsi lorsqu'il y a une erreur d'offset, le courant moyen absorbé par l'onduleur possède toujours une composante continue à laquelle se superpose une oscillation dont le fondamental se situe à la fréquence des courants statoriques.

b) Défaut de gain

Lorsqu'il y a des erreurs de gain les courants mesurés s'écrivent :

$$\begin{aligned} i_{a_mes} &= K_a \cdot i_a \\ i_{b_mes} &= K_b \cdot i_b \end{aligned} \quad K_a, K_b : \text{erreurs de gain}$$

Le courant moyen absorbé par l'onduleur est alors (IV.10) :

$$I_{ond_m} = \frac{1}{2} \left[\frac{i_{a_mes}}{K_a} (\beta_a - \beta_c) + \frac{i_{b_mes}}{K_b} (\beta_b - \beta_c) \right] \quad (IV.37)$$

Dans ce cas, on retrouve uniquement le premier terme qui correspond à une composante continue et à une oscillation à la fréquence $2f_s$.

Ainsi lors d'une erreur de gain, le courant moyen absorbé par l'onduleur possède une composante continue avec en plus une oscillation à deux fois la fréquence des courants statoriques. On retrouvera cette oscillation au double de la fréquence statorique sur les autres grandeurs électriques (tension capacité, courant dans l'inductance).

La figure 4-13 illustre les deux cas précédents, du défaut d'offset et de gain sur le capteur de courant de la phase B. Dans cet essai, on a simulé un défaut de gain (gain capteur égal à 1.4) entre 40ms et 95 ms et un défaut d'offset de 3A entre 100ms et 150 ms. On observe bien les ondulations sur les grandeurs électriques en amont de l'onduleur (a), (c), et la déformation des commandes β (b) qui maintiennent les courants mesurés sinusoïdaux alors que les courants du moteur ne le sont pas (d).

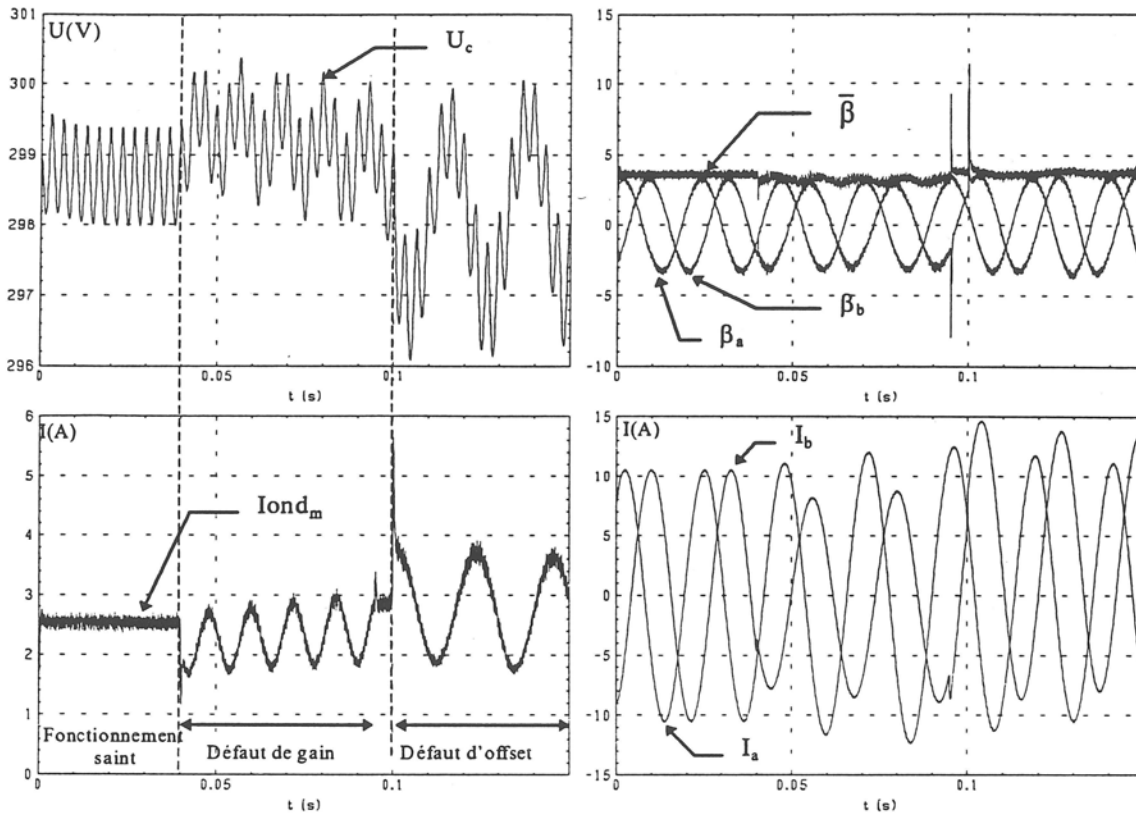


Figure 4-13 : Simulation de deux défauts successifs affectant le capteur de courant de la phase B

c) Capteur déconnecté

Lorsqu'un capteur est déconnecté, on considérera que le courant mesuré est nul ou constant. On a vu précédemment que pour un défaut survenant dans le convertisseur, comme le courant mesuré est nul sur une demi période, cela se traduit dans le plan des phases par une trajectoire particulière. En appliquant le même raisonnement, lorsqu'un capteur est déconnecté, cela se caractérise dans le plan des phases par les trajectoires suivantes présentées à la figure 4-14.

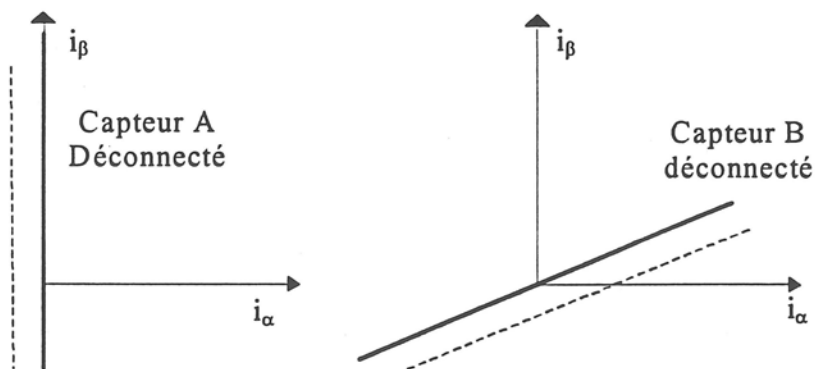


Figure 4-14 : Trajectoire caractéristique d'un capteur déconnecté.

Pendant la phase de dysfonctionnement, la relation entre les deux composantes du vecteur courant est toujours une droite dont la pente dépend du capteur déconnecté. Une valeur mesurée constante a pour effet de décaler la droite de l'origine ($i_\alpha = i_\beta = 0$) en conservant la même pente. On retrouve ainsi les mêmes valeurs de pente $\left(\infty, \frac{1}{\sqrt{3}}\right)$ que pour le défaut dans l'onduleur.

En utilisant deux des symptômes qui caractérisent un bras d'onduleur défectueux (A, B), et en testant si le courant est toujours nul sur la période, on peut créer d'autres symptômes qui, combinés aux symptômes précédents, vont permettre de localiser le capteur défectueux.

L'approche utilisant la fréquence instantanée peut aussi être utilisée pour caractériser ce défaut au niveau temporel. Dans ce cas, au lieu d'avoir une fréquence instantanée cycliquement égale à zéro (nulle sur une demi période et égale à f_s sur l'autre) on obtient une fréquence instantanée toujours nulle sur la période statorique.

La prise en compte de ce défaut, qui possède des symptômes caractéristiques communs avec les défauts affectant le convertisseur, se fera au niveau du défaut convertisseur.

IV.2.3.2 Déséquilibre moteur

Considérons un défaut de déséquilibre moteur dû à une dissymétrie des enroulements de la machine (Annexe C) et étudions sa répercussion sur les éléments de l'entraînement électrique.

En présence du défaut, du fait de la régulation en courant, les commandes de l'onduleur se déforment pour maintenir les courants du moteur sinusoïdaux, ce qui fait que le couple moteur ne va pas être affecté. Par contre en amont de l'onduleur le courant moyen est affecté par ce défaut.

En effet, comme les commandes de l'onduleur ont des amplitudes différentes (dissymétrie des phases du moteur), dans l'équation du courant moyen absorbé par l'onduleur (IV-10), le terme à la fréquence de $2f_s$ ne s'annule plus (déséquilibre) ce qui engendre en plus de la composante continue, une composante pulsatoire à la fréquence $2f_s$. On retrouve les mêmes caractéristiques que pour un défaut de gain. Les autres grandeurs électriques en amont de l'onduleur se retrouvent affectées par cette fréquence.

Pour illustrer ce défaut, la simulation suivante (figure 4-15) représente un défaut de déséquilibre machine à 7ms en alimentant que 75% des enroulements de la phase A.

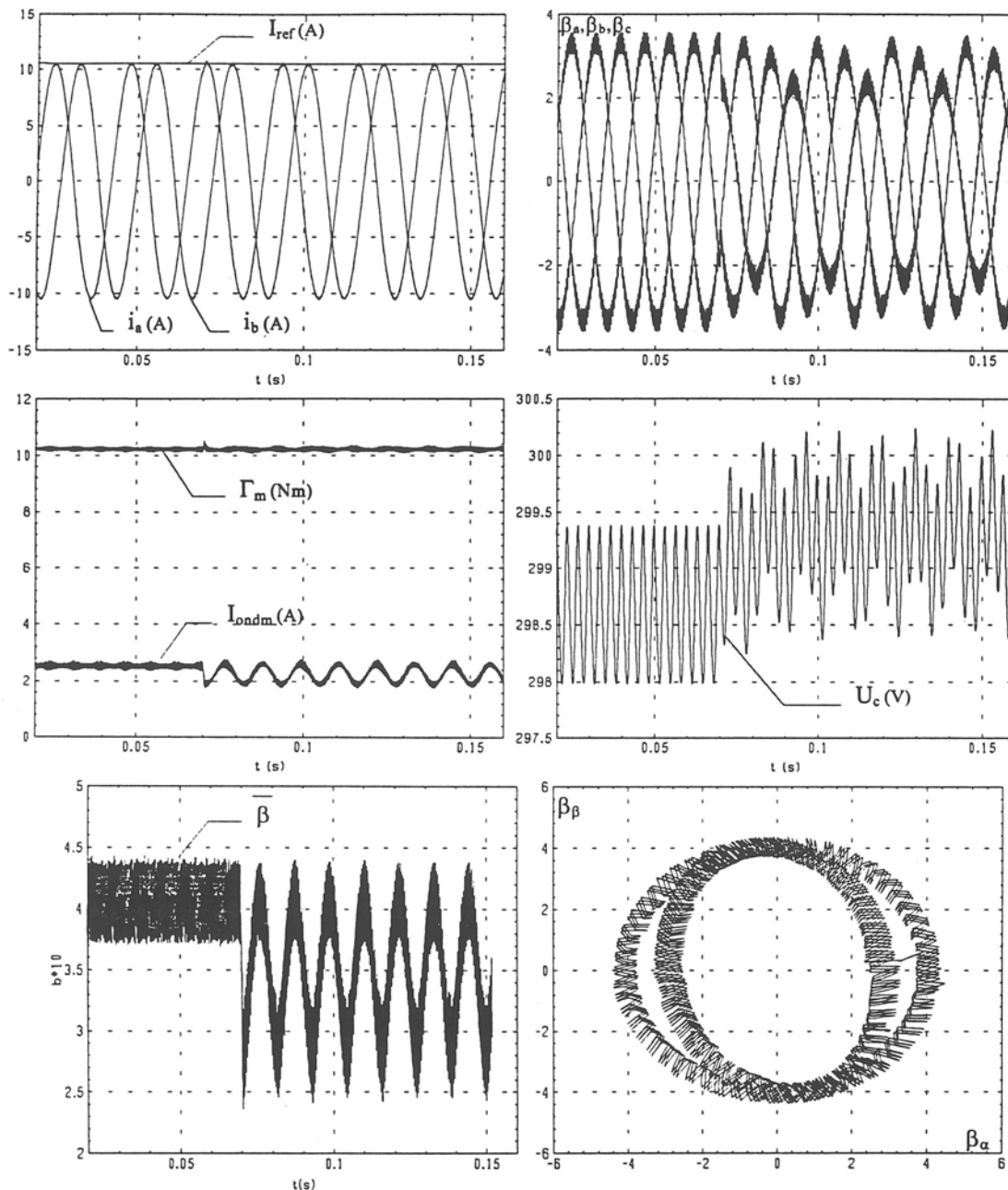


Figure 4-15 : Influence du défaut de déséquilibre machine

On observe bien la déformation des commandes qui maintiennent les courants sinusoïdaux, la répercussion de ce défaut sur le courant moyen absorbé par l'onduleur et sur la tension capacité. Ce défaut se caractérise au niveau temporel par une déformation de la trajectoire du vecteur commande qui devient une ellipse du fait de l'apparition d'un harmonique 2.

IV.2.4 Conclusion

Dans cette partie nous avons analysé les effets et caractérisé les défauts affectant l'entraînement électrique synchrone au niveau temporel. Le traitement de ces symptômes et la mise en oeuvre expérimentale fait l'objet de la partie suivante.

IV.3 Mise en oeuvre expérimentale

Dans la partie précédente, nous avons déterminé différents symptômes temporels caractérisant les défauts pouvant survenir dans un entraînement électrique synchrone. Il est apparu que ces symptômes temporels caractérisent essentiellement les défauts au niveau du convertisseur de puissance. Pour ces défauts, nous avons ainsi mis en évidence plusieurs façons de les obtenir :

- La première en utilisant le vecteur courant statorique,
- La seconde en utilisant le courant moyen absorbé par l'onduleur.

IV.3.1 Symptômes obtenus à partir du vecteur courant statorique

Dans un premier temps, nous allons rappeler le principe d'obtention des symptômes en utilisant le vecteur courant statorique.

La première approche utilise la reconnaissance de la forme de la trajectoire du vecteur courant. Trois symptômes sont générés en testant si la pente de la trajectoire est égale à une des valeurs suivantes $(\frac{1}{\sqrt{3}}, -\frac{1}{\sqrt{3}}, \infty)$. Ces trois symptômes correspondent chacun à un bras de l'onduleur défectueux. La localisation du transistor défectueux est effectuée en combinant les symptômes précédents à six autres symptômes issus de la détection de l'alternance manquante du courant.

La seconde approche calcule la fréquence instantanée de déplacement du vecteur courant statorique. Si cette fréquence est nulle ou différente de la fréquence statorique, le défaut est détecté.

Ces deux approches imposent des contraintes différentes dans le calcul de la transformée de Concordia pour obtenir les composantes du vecteur courant dans le plan de Concordia.

IV.3.1.1 Contrainte liée à la première approche

Dans la première approche en fonctionnement sain, la pente de la trajectoire du vecteur courant prend les différentes valeurs $(\frac{1}{\sqrt{3}}, -\frac{1}{\sqrt{3}}, \infty)$ à des moments particuliers (Figure 4-16(a)). Pour éviter la génération de fausses alarmes dues à ces valeurs fugitives, on teste si ces valeurs sont présentes pour plusieurs mesures consécutives. Le problème réside dans le choix de ce nombre.

En effet, considérons un échantillonnage fixe des courants à la fréquence de 2 kHz. A basse vitesse ($f_s = 20$ hz figure 4-16(c)), la trajectoire du vecteur courant est échantillonnée avec 100 points de mesure par période alors qu'à haute vitesse ($f_s = 200$ hz figure 4-16(b)), la trajectoire est échantillonnée à 10 points de mesure par période. Si le test est effectué sur la base de 3 points de mesure par période, ce qui est le minimum requis pour la détection à haute vitesse, les risques de fausses alarmes à basse vitesse sont élevés car les points sont très rapprochés.

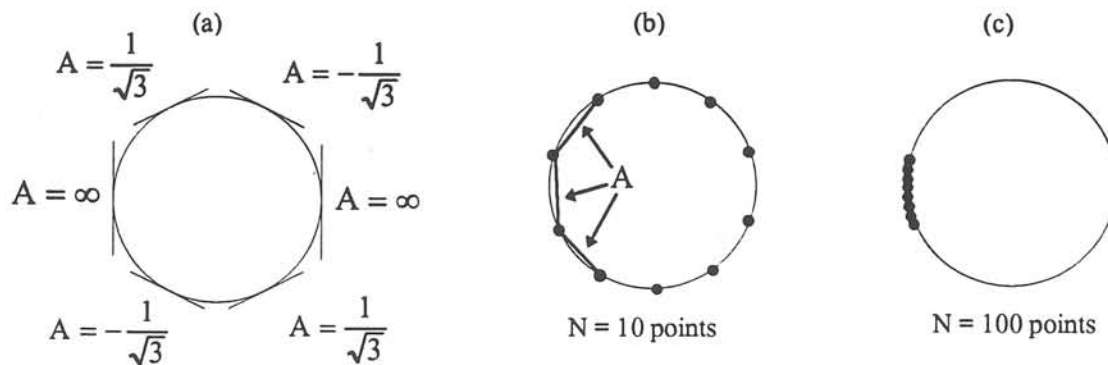


Figure 4-16 : illustration des contraintes

Pour pallier aux fausses alarmes, la solution consiste à adopter une fréquence d'échantillonnage proportionnelle à la vitesse en synchronisant l'échantillonnage sur la position du rotor. Le nombre de points correspond donc toujours à une valeur fixe et le test s'effectue par exemple sur un quart de la période ($\frac{N}{4}$ points en l'occurrence).

Du point de vue expérimental, pour résoudre ce problème, on a le choix entre deux méthodes :

- déclencher les acquisitions sur un signal de synchronisation extérieur provenant d'un circuit générant N interruptions par tour, ce qui correspond à une fréquence d'échantillonnage variable.
- faire des acquisitions à fréquence fixe et calculer la transformée de Concordia lorsque la position du rotor est égale à $\left(\theta = k \frac{2\pi}{N}\right)$. Cette solution introduit un retard sur la mesure utilisée dans le calcul pouvant être au maximum égal à l'inverse de la fréquence d'échantillonnage (Figure 4-17). Le nombre de points maximum N_{\max} est limité par la

fréquence statorique maximum du moteur, $f_{s_{\max}}$ et la fréquence d'échantillonnage, f_{ech} , par

$$N_{\max} = \frac{f_{\text{ech}}}{f_{s_{\max}}}.$$

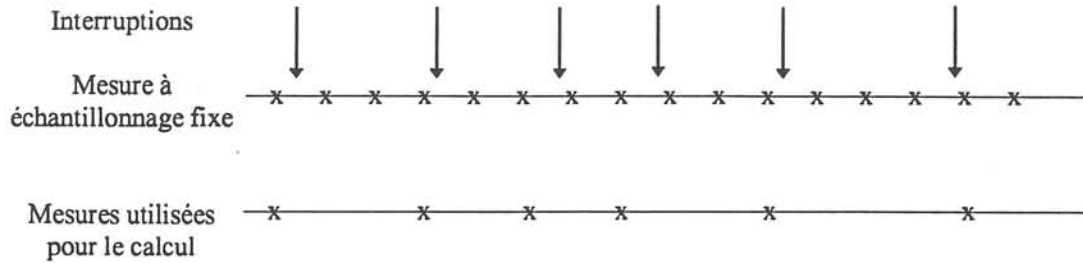


Figure 4-17 : Mesures et calculs

IV.3.1.2 Contrainte liée à la seconde approche

Dans la seconde approche, pour calculer la fréquence instantanée, f_i , on fait l'hypothèse que l'angle entre deux instants d'échantillonnage est suffisamment faible pour être approximé par son sinus. Pour respecter cette contrainte, quelle que soit la vitesse, il faut échantillonner la trajectoire du vecteur avec au minimum vingt points de mesure dans la période

$$\left(\sin\left(\frac{2\pi}{20}\right) = 0.309 \cong \frac{2\pi}{20} = 0.314\right).$$

Afin d'utiliser la même procédure de calcul (transformée de Concordia) pour les deux approches, nous avons choisi la valeur $N=20$.

IV.3.1.3 Implantation

La première tâche, identique pour les deux approches, réalise les acquisitions à fréquence fixe des courants statoriques et de la position du rotor.

- Pour la première approche, la seconde tâche s'effectue quand la position du rotor est égale à $\left(\theta = k \frac{2\pi}{N}\right)$. Elle calcule la transformée de Concordia, la pente de trajectoire et la compare aux relations de proportionnalité caractéristiques des défauts. Les symptômes (S1, S2, S3) sont validés si les égalités suivantes sont vérifiées sur cinq mesures consécutives ; ce qui correspond à un test sur un quart de période.

$$\frac{i_{\beta_k} - i_{\beta_{k-1}}}{i_{\alpha_k} - i_{\alpha_{k-1}}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \Rightarrow S1$$

$$\frac{i_{\beta_k} - i_{\beta_{k-1}}}{i_{\alpha_k} - i_{\alpha_{k-1}}} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \Rightarrow S2$$

$$\frac{i_{\beta_k} - i_{\beta_{k-1}}}{i_{b_k} - i_{b_{k-1}}} = \sqrt{2} \Rightarrow S3$$

Rappel :

Pour les défauts au niveau du bras A, nous ne testons pas si la pente de la trajectoire est infinie. Nous préférons tester la relation de proportionnalité entre le courant dans la phase B et le courant dans l'axe β qui demeure fini ($\sqrt{2}$).

Si un bras de l'onduleur est défectueux, on effectue un test d'alternance sur les vingt mesures suivantes. Cette troisième tâche génère ainsi six symptômes booléens correspondant chacun à la présence de l'alternance positive ou négative de chacune des phases. En combinant ces symptômes à ceux définis précédemment, on détecte les défauts suivants.

Symptômes :

S1 : Défaut au niveau du bras B

S2 : Défaut au niveau du bras C

S3 : Défaut au niveau du bras A

S7 : Alternance A positive présente ; S8 : Alternance A négative présente

S9 : Alternance B positive présente ; S10 : Alternance B négative présente

S11 : Alternance C positive présente ; S12 : Alternance C négative présente

Equation de détection des défauts :

T1 ouvert : $S3 \& \overline{S7} \& S8$; T2 ouvert : $S1 \& \overline{S9} \& S10$; T3 ouvert : $S2 \& \overline{S11} \& S12$

T4 ouvert : $S3 \& S7 \& \overline{S8}$; T5 ouvert : $S1 \& S9 \& \overline{S10}$; T6 ouvert : $S2 \& S11 \& \overline{S12}$

Capteur de courant A ou phase A ouverte = $S6 \& \overline{S7} \& \overline{S8}$

Capteur de courant B ou phase B ouverte = $S2 \& \overline{S7} \& \overline{S8}$

- Dans la seconde approche, la tâche s'effectue quand la position du rotor est égale à $\left(\theta = k \frac{2\pi}{N}\right)$. Elle calcule la fréquence instantanée du vecteur courant. Si la fréquence

instantanée est nulle (inférieure à un seuil de 8 Hz) ou différente de la fréquence statorique pendant trois mesures, on détecte un problème sur l'onduleur.

$$|f_i| < 8 \text{ Hz} \Rightarrow S1 \quad |f_i - f_s| < 10 \text{ Hz} \Rightarrow S2$$

Défaut onduleur = S1 & S2

Défaut onduleur et offset sur un capteur de courant = $\overline{S1}$ & S2

IV.3.2 Symptômes obtenus à partir du courant absorbé par l'onduleur

En estimant le courant moyen absorbé par l'onduleur en fonctionnement défectueux et en le comparant au courant moyen réel absorbé par l'onduleur, on génère plusieurs symptômes permettant de caractériser les défauts. Ces symptômes sont générés si les égalités IV.22 ou IV.24 sont vraies pour plusieurs mesures consécutives. Pour s'affranchir des problèmes liés à la vitesse variable, nous calculons et testons les modèles uniquement quand la position du rotor est égale à $\left(\theta = k \frac{2\pi}{N}\right)$.

La première tâche réalise l'acquisition des courants et des grandeurs de commande à fréquence fixe.

La seconde tâche, effectuée tous les $k \frac{2\pi}{20}$ calcule le courant estimé présumé en défaut, le courant moyen absorbé par l'onduleur I_{ond_m} réel puis calcule les termes r_A et r_B (équation IV.23 car le banc d'essai possède trois boucles de courant).

Si un des termes est identique pour cinq mesures consécutives, alors le symptôme booléen S_A ou S_B ou S_C correspondant au bras défectueux est validé.

$$S_A : r_A \& \overline{r_B},$$

$$S_A : \overline{r_A} \& r_B,$$

$$S_A : r_A \& r_B$$

Le défaut est alors diagnostiqué.

IV.3.3 Mise en oeuvre

Les acquisitions sont effectuées en temps réel avec une fréquence maximum pouvant atteindre 40 kHz et sont déclenchées par un signal provenant du système de génération de défaut. Lors de la validation expérimentale, la fréquence d'acquisition est fixée à 5 kHz. Les autres tâches correspondant à la mise en oeuvre des algorithmes de détection sont effectuées en temps différé sur le logiciel Xmath.

IV.3.4 Validation expérimentale

Lors de la validation expérimentale nous avons effectué des essais pour deux fréquences de MLI (2 kHz et 20 kHz). Dans les premiers essais, nous avons testé les deux approches utilisant le vecteur courant statorique.

L'approche utilisant le courant absorbé par l'onduleur est présentée à la fin du chapitre.

IV.3.4.1 Approche utilisant le courant statorique

Le cas considéré sur les figures suivantes correspond à un défaut sur le transistor T2 avec un offset de mesure de trois ampères sur le capteur de courant, une consigne de vitesse de 70 rad/s et une fréquence de MLI de 2 kHz. Le défaut sur le transistor survient à l'instant $t=250\text{ms}$. Les résultats obtenus pour une fréquence de 20 kHz avec un défaut sur le transistor T3 et sans offset de mesure sont en annexe I.

La Figure 4-18 représente le courant moteur dans les phases A (a), B (b), ainsi que les courants précédents après filtrage et échantillonnage (c), (d). On observe les 20 points de mesure par période statorique qui sont utilisés pour calculer les composantes de Concordia.

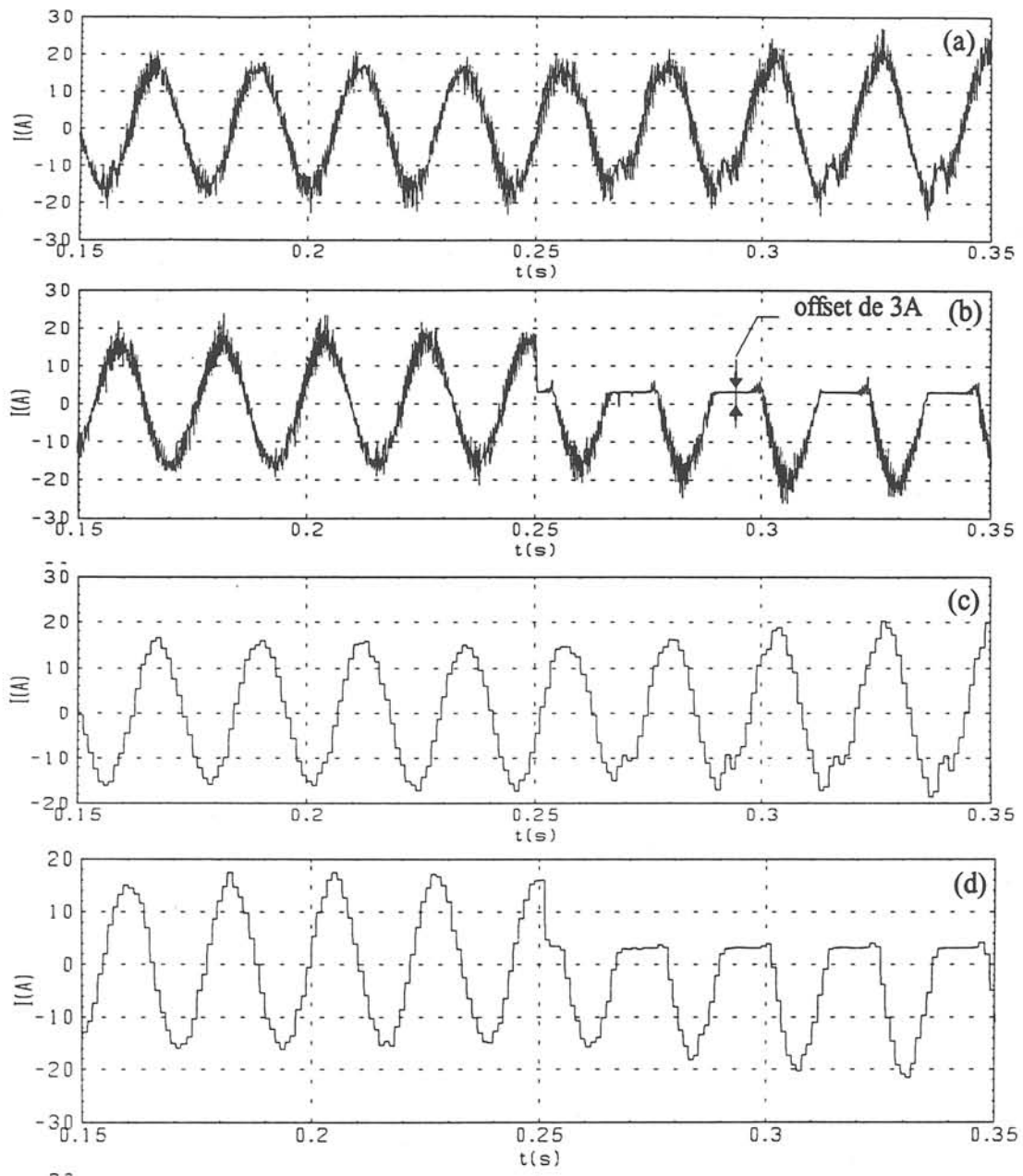


Figure 4-18 : Courants moteur mesurés pour un défaut sur T2 à 250ms avec un offset de mesure sur la phase B de 3A

Le résultat de la seconde approche est illustré Figure 4-19. On observe la fréquence instantanée du vecteur courant, ses deux limites $f_s - S$ et $f_s + S$ (a), et la grandeur booléenne correspondant au résultat de la détection (b).

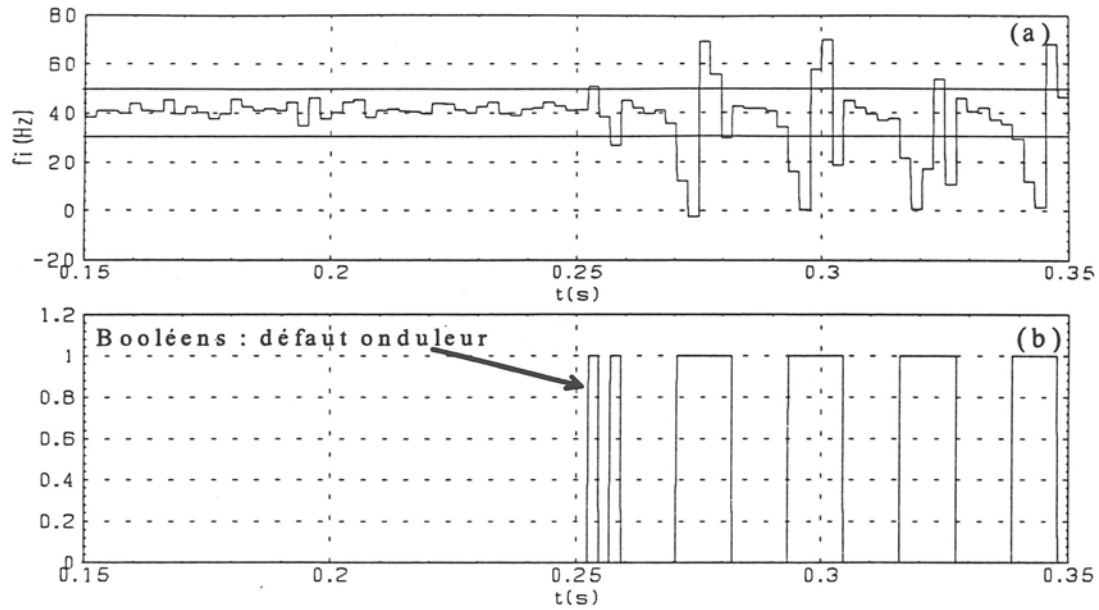


Figure 4-19 : Fréquence instantanée et résultat de la détection

En fonctionnement sain la fréquence instantanée est égale à la fréquence fondamentale f_s , lorsque qu'un défaut arrive la fréquence instantanée sort des limites $[f_s - S \quad f_s + S]$, le défaut est alors détecté.

Pour la première approche, la trajectoire du vecteur courant est représentée à la figure 4-20. On retrouve la trajectoire caractéristique d'un défaut sur le bras B avec la pente de $\frac{1}{\sqrt{3}}$ et l'influence de l'offset qui décale la droite de l'origine ($i_\alpha=0$; $i_\beta=0$).

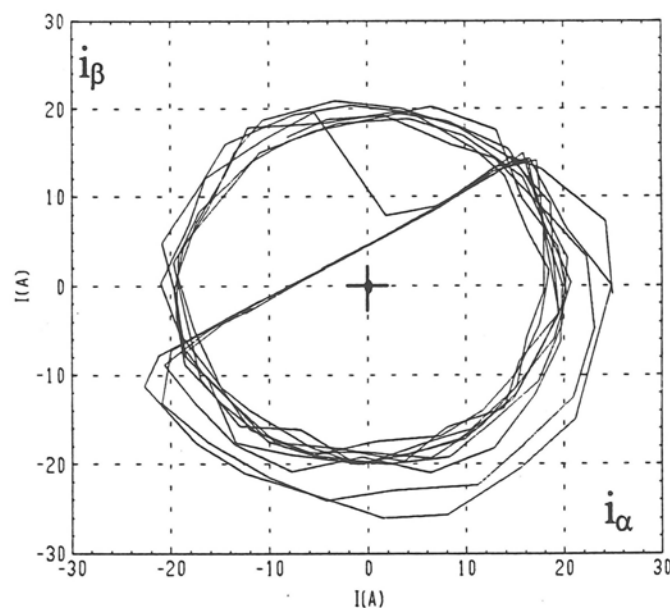


Figure 4-20 : Trajectoire du vecteur courant pour un défaut sur T2 et un offset de mesure sur le capteur de courant de la phase B

Le résultat de la détection est présenté à la figure 4-21. Le défaut est détecté à 270 ms soit 20 ms après son occurrence. Ce retard est normal car le système de détection a besoin d'une période pour tester quelle alternance du courant est manquante afin d'isoler le défaut.

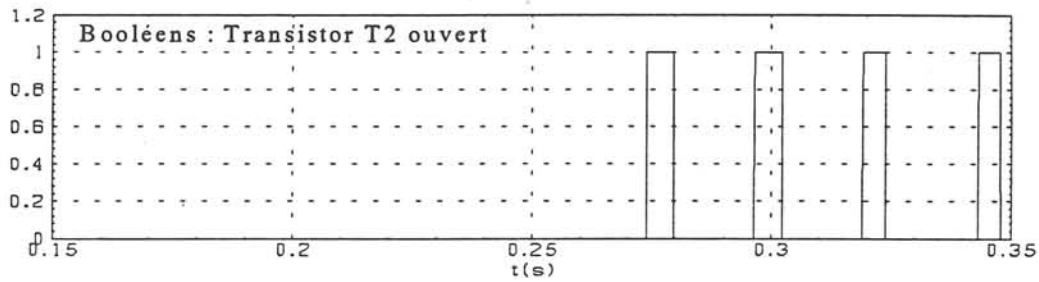


Figure 4-21 : Résultat de la détection

Le résultat expérimental suivant, figure 4-22, représente un double défaut. Au début de l'essai, un seul transistor est défectueux (T6), on observe la trajectoire caractéristique de ce défaut (demi cercle avec une pente de $-\frac{1}{\sqrt{3}}$). Lorsque le deuxième défaut affecte le transistor T2, la trajectoire du vecteur courant est alors une combinaison des deux trajectoires. Le résultat de la détection est représenté à la figure 4-22.

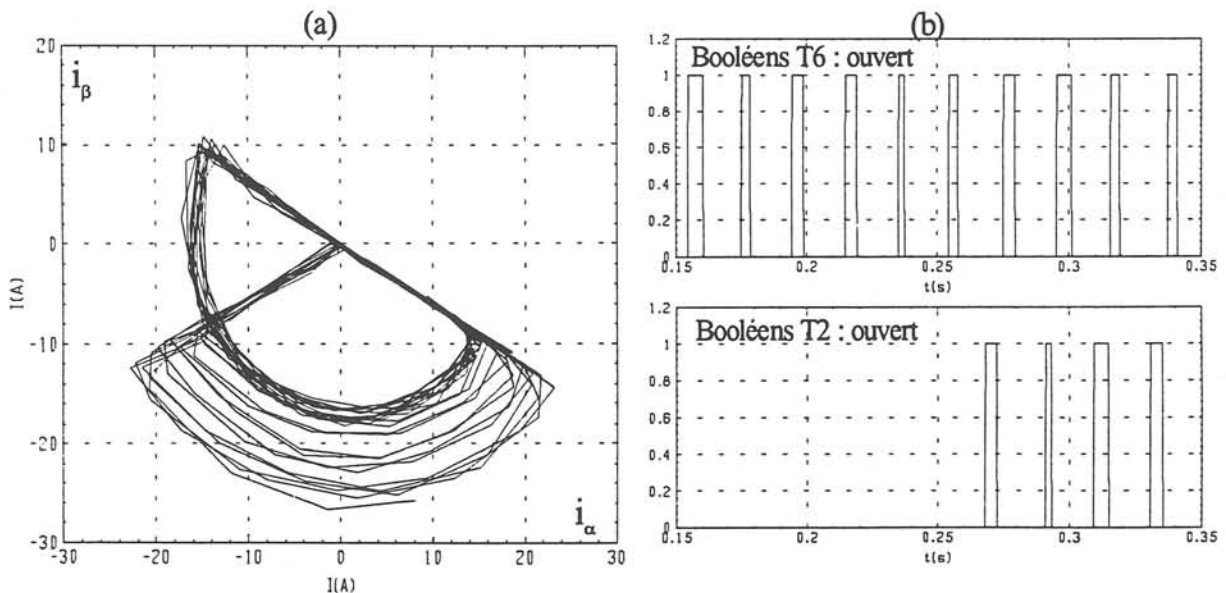


Figure 4-22 : Trajectoire du vecteur courant en double défaut (a) et résultat de la détection (b)

Robustesse vis à vis du couple de charge

Pour tester la robustesse des deux approches précédentes, nous avons appliqué un échelon de couple de 100% (7 Nm à 14Nm) pour une fréquence de MLI de 2 kHz et une référence de vitesse de 70 rad/s. Le courant moteur dans la phase A ainsi que la fréquence instantanée du vecteur courant sont représentés sur la Figure 4-23.

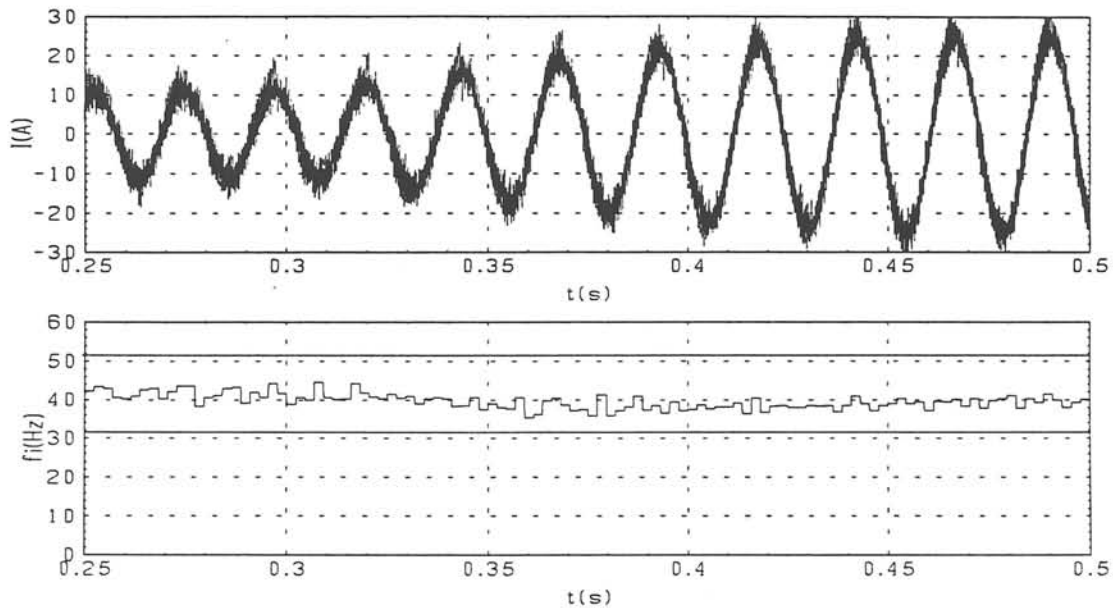


Figure 4-23 : Courant dans la phase A (a) et fréquence instantanée (b)

Pour la première approche, comme les courants moteurs sont bien asservis, la trajectoire du vecteur n'est pas affectée. Pour la seconde approche, comme la fréquence instantanée est égale à la fréquence fondamentale, il n'y a pas de fausse alarme.

Robustesse vis à vis d'un échelon de vitesse

Dans le second essai, un échelon sur la consigne de vitesse de 50 rad/s à 70 rad/s est réalisé pour une fréquence de MLI de 20 kHz. L'acquisition des données est synchronisée sur l'échelon de vitesse. Sur la figure 4-24, on peut observer les courants moteur, la référence de courant (a), la fréquence instantanée du vecteur courant, la fréquence statorique et les deux valeurs limites (b). Durant le transitoire, la fréquence instantanée est bien estimée excepté lorsque le courant est proche de zéro. Pour prévenir les fausses alarmes, la fréquence instantanée ne doit pas être estimée quand la référence de courant est en dessous d'un certain seuil.

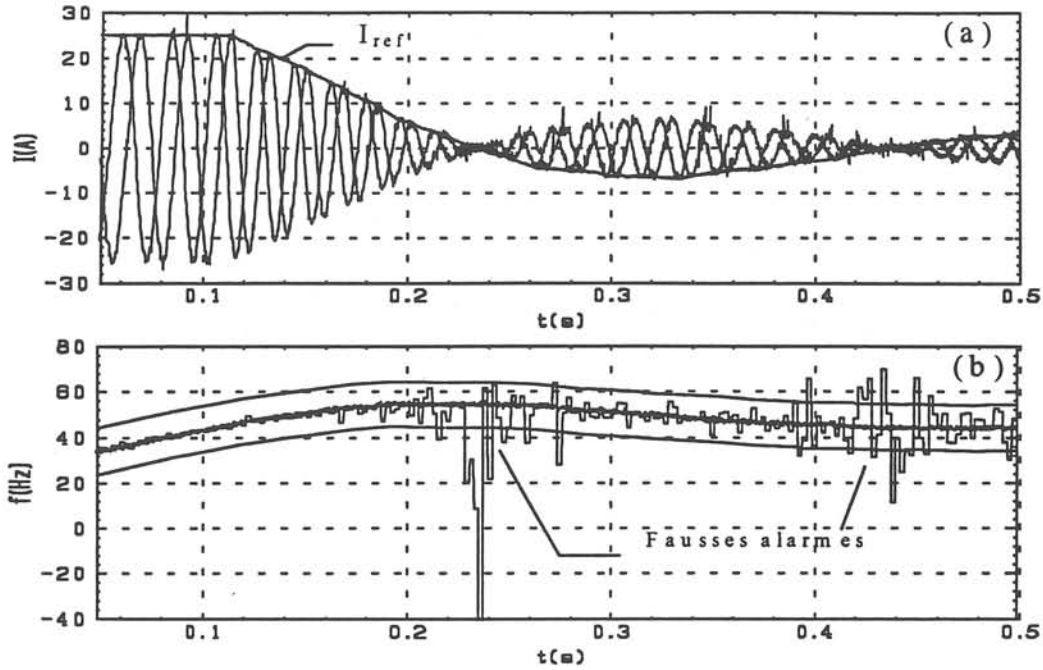


Figure 4-24 : Courants du moteur (a) et fréquence instantanée (b)

La trajectoire du vecteur courant (Figure 4-25) reste un cercle et n'est pas affectée par l'échelon de vitesse.

L'approche utilisant la trajectoire du vecteur courant est donc globalement plus robuste que celle utilisant la fréquence instantanée du vecteur courant.

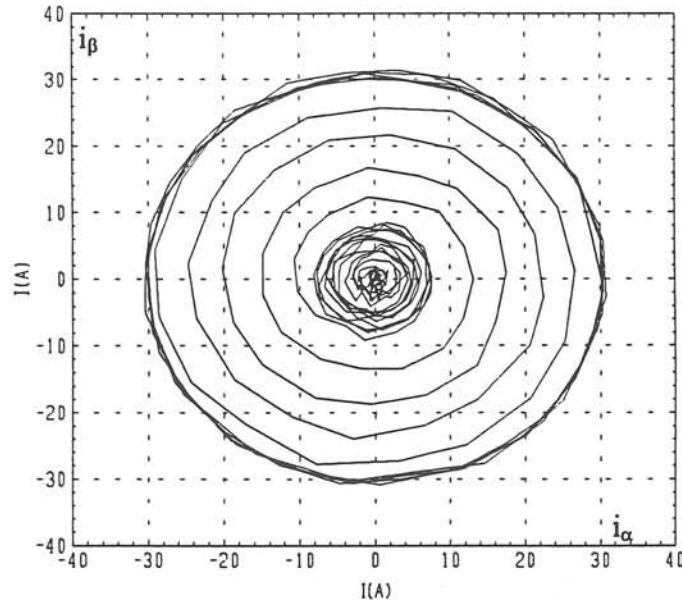


Figure 4-25 : Trajectoire du vecteur courant pour échelon de vitesse

Après avoir testé les approches basées sur le vecteur courant statorique, nous allons tester celle utilisant les modèles du courant moyen absorbé par l'onduleur.

IV.3.4.2 Approche utilisant le courant moyen absorbé par l'onduleur

Le cas considéré dans l'essai suivant correspond à un défaut sur le transistor T3 à 250ms pour une fréquence de MLI de 2 kHz. La figure 4-26 représente les courants moteur, les grandeurs de commande des trois phases (colonne a) et ses grandeurs filtrées et échantillonnées (colonne b).

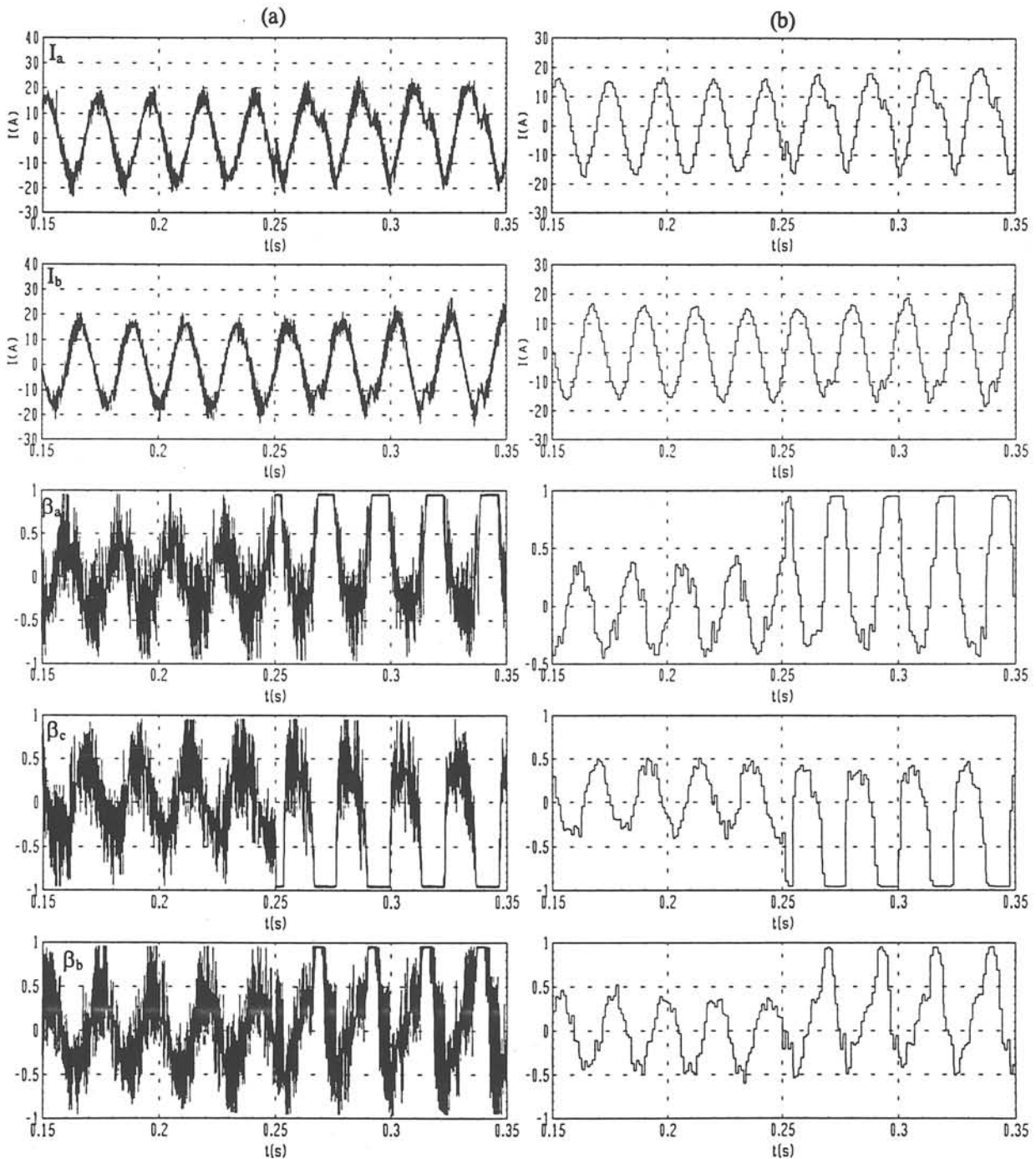


Figure 4-26 : Courants et grandeurs de commande pour le défaut T3 ouvert

On observe les 20 points de mesure par période statorique qui sont utilisés pour estimer le courant moyen absorbé. La figure 4-27 représente le courant moyen absorbé par l'onduleur I_{ondm} réel, le modèle du courant moyen absorbé par l'onduleur présumé en défaut sur le bras C, I_{oc} et le résultat de la détection pour un défaut sur le bras C.

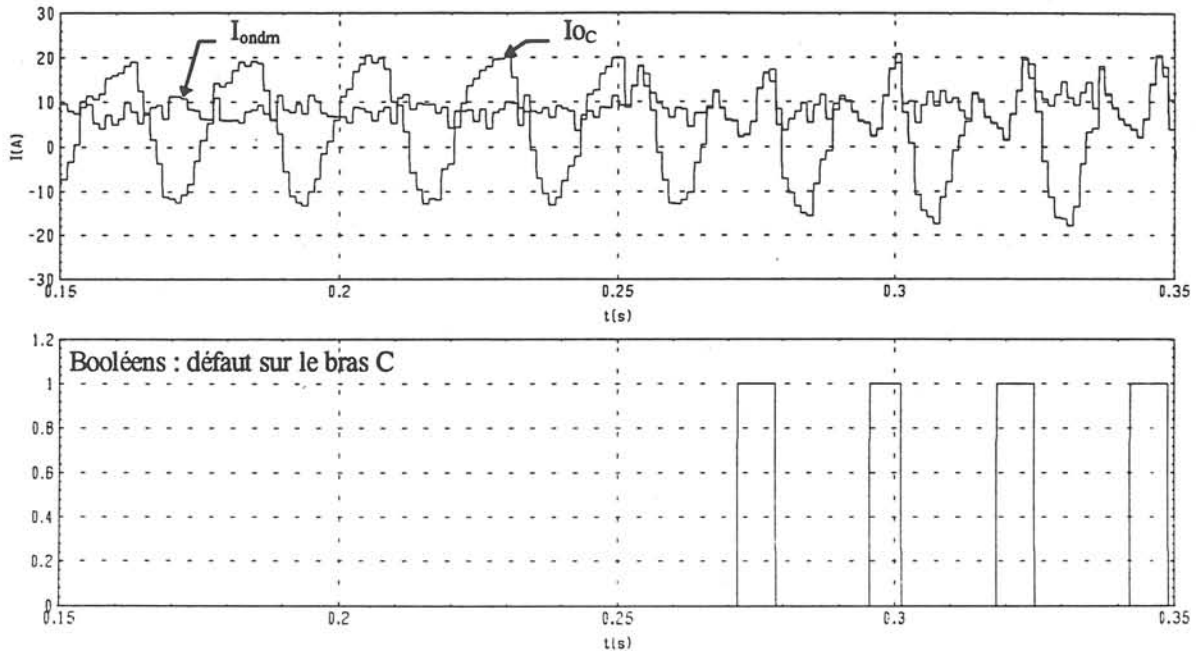


Figure 4-27 : Modèle du courant absorbé réel et en défaut, résultat de la détection

Quand le défaut survient, le modèle du courant présumé en défaut est égal au courant absorbé réel pendant plusieurs mesures successives : le défaut sur le bras défectueux est donc détecté. Ce phénomène se reproduit périodiquement. Le retard à la détection de 20 ms est équivalent au retard des autres méthodes de détection. Malgré les oscillations importantes sur les grandeurs de commande dues à la MLI à 2 kHz (Figure 4-26), les défauts sont bien détectés. Ceci vient du fait que les mêmes grandeurs électriques sont utilisées en entrée des deux modèles utilisés.

Considérons l'essai réalisé précédemment avec un double défaut (T6 permanent et T2 à 250 ms) pour tester cette approche. La figure 4-28 représente le courant moyen absorbé par l'onduleur I_{ondm} réel, courant moyen présumé en défaut (bras C) I_{oc} (a), le booléen de la détection pour un défaut sur le bras C (b) et les mêmes grandeurs pour le bras B (c), (d).

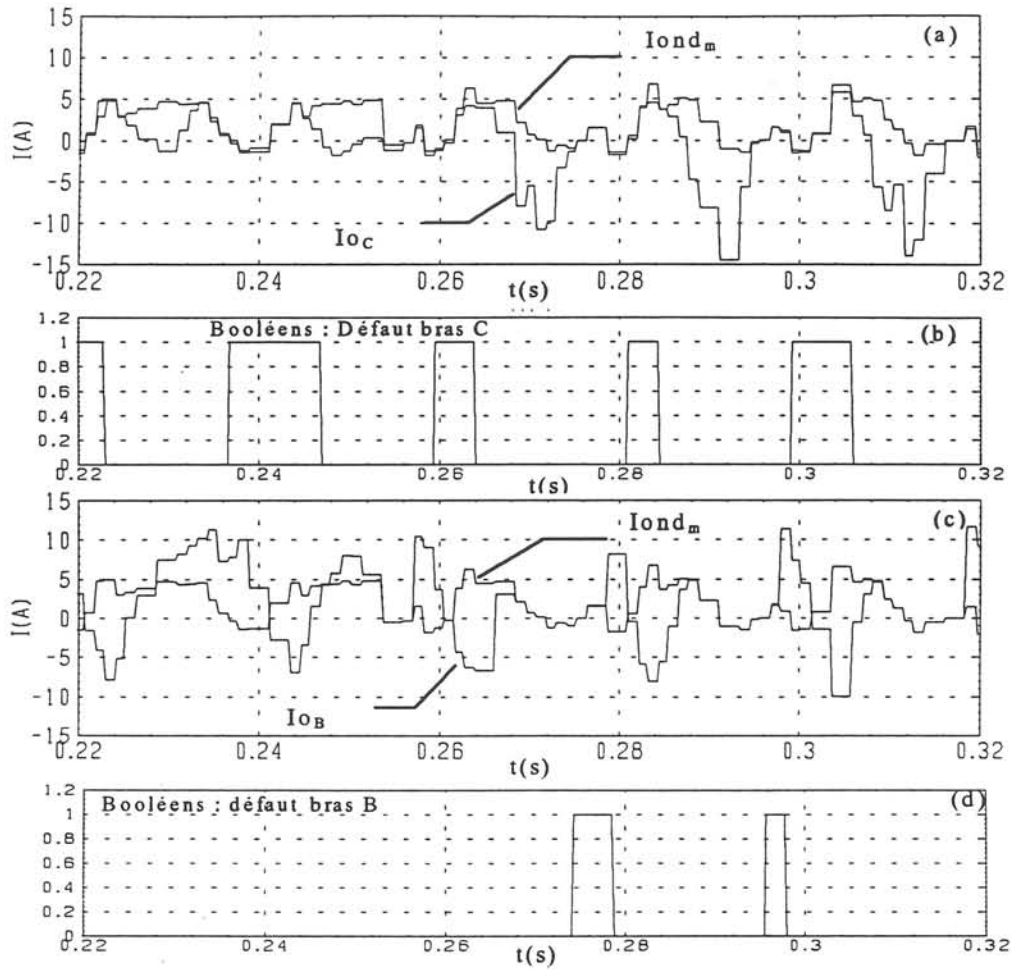


Figure 4-28 : Double défaut : modèle du courant absorbé réel et en défaut, résultat de la détection

L'approche proposée utilisant les modèles du courant moyen absorbé par l'onduleur, permet une détection d'un problème au niveau de l'onduleur. On constate que, dans ce cas, le retard à la détection est du même ordre de grandeur que pour la première approche : il est de l'ordre de 25 ms.

IV.3.5 Conclusion

Nous avons validé expérimentalement plusieurs approches permettant de détecter et de localiser l'élément défaillant avec un degré de localisation plus ou moins grand.

Les approches utilisant la trajectoire du vecteur courant et les modèles du courant moyen absorbé par l'onduleur ont des niveaux de complexité similaires, mais comme le système expérimental possède trois boucles de courant, la deuxième approche ne permet pas de localiser le transistor défaillant.

L'approche la plus simple à mettre en oeuvre utilisant la fréquence instantanée, ne permet pas de localiser l'élément défaillant dans le convertisseur.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, en se basant sur la connaissance électrotechnique du procédé, nous avons défini des symptômes temporels qui caractérisent essentiellement les défauts affectant le convertisseur de puissance.

A partir de ces symptômes calculés uniquement à partir des mesures du courant et des grandeurs de commande, nous avons mis en oeuvre plusieurs méthodes de diagnostic utilisant soit la reconnaissance de formes, soit le calcul de la fréquence instantanée ou l'exploitation de modèles moyens.

Ces méthodes robustes (l'influence des offsets de mesure a été supprimée), relativement simple à mettre en oeuvre, ont été testées expérimentalement et donnent de bons résultats. Le niveau de localisation de la défaillance (transistor, bras, onduleur) dépend essentiellement de la méthode utilisée et du système de contrôle (2 ou 3 boucles).

CHAPITRE V

Etude du banc synchrone : caractérisation fréquentielle

V.1 Introduction

Dans les précédents chapitres, nous nous sommes intéressés aux défauts et à leurs manifestations temporelles. Nous avons mis en évidence que certains de ces défauts entraînaient un déplacement de la fréquence fondamentale des grandeurs électriques. Une caractérisation fréquentielle est donc possible dans le domaine basse fréquence.

Pour le hacheur comme pour l'onduleur, les défauts affectant le convertisseur se traduisent par une modification des séquences de conduction, ce qui doit également changer la répartition spectrale autour de la fréquence de MLI. Une caractérisation fréquentielle est donc également possible dans le domaine des hautes fréquences.

Dans la suite nous appelons "domaine basse fréquence", le domaine de fréquence couvrant le fondamental et ses premiers multiples (inférieur au kHz) et "domaine haute fréquence " le domaine de fréquence de la MLI et au delà.

Ce chapitre est consacré à la détermination des symptômes caractéristiques dans le domaine fréquentiel, basse et haute fréquence.

La caractérisation haute fréquence concernera essentiellement les défauts affectant l'onduleur. Les défauts mécaniques et les défauts de l'alimentation continue se manifestant dans le domaine basse fréquence, la discrimination de ces défauts est donc facilitée.

Un certain nombre de recherches a déjà été consacré à l'utilisation des méthodes de traitement du signal pour la détection et la localisation de défauts dans les systèmes électromécaniques.

Les phénomènes les plus étudiés sont les défauts affectant le rotor des machines asynchrones (Jianguo *et al* 92, Thomson 92, Burnett *et al* 94, Innes et Langman 94 , Ritchie *et al* 94, Yahoui et Grellet 96), les défaillances des roulements moteur (Schoen *et al* 93, Filbert *et al* 94, Geropp 97, Oehlmann *et al* 97), l'excentricité statique ou dynamique du rotor (Cameron et Thomson 86 ,Kilman et Stein 92, Chow et Fei 95). Les méthodes les plus couramment utilisées sont l'analyse spectrale, la représentation temps fréquence. D'autres méthodes pour des cas plus spécifiques comme l'analyse d'enveloppe ou encore le bispectre peuvent être utilisées. Les méthodes d'analyse spectrale sont principalement utilisées sur les machines directement alimentées par le réseau, fonctionnant en régime permanent.

Dans beaucoup de ces études, on utilise des mesures de vibration. La tendance actuelle est d'utiliser de plus en plus les grandeurs électriques déjà disponibles pour le pilotage (courant absorbé par le moteur, grandeur de commande, vitesse). Ceci peut poser des problèmes d'interprétation de signatures en basse fréquence car beaucoup de ces défauts ont des signatures similaires, sinon très proches. Dans ce travail, nous utiliserons le courant absorbé par le moteur.

Dans ce chapitre, nous rappelons les principes des méthodes de traitement du signal utilisées par la suite. Nous étudierons ensuite la forme théorique du spectre issue d'un onduleur à MLI et les principes de propagation des harmoniques dans les convertisseurs (Jiang et Ekström 96).

Une fois les bases théoriques définies, nous caractériserons les défauts dans le domaine basse fréquence puis dans le domaine haute fréquence.

V.2 Outils d'analyse spectrale

Dans un premier temps nous allons rappeler le principe des outils d'analyse spectrale que nous allons utiliser pour caractériser les défauts.

V.2.1 Transformation de Fourier

V.2.1.1 Définition théorique

Un signal déterministe quelconque $x(t)$ non périodique peut toujours être considéré comme un signal périodique dont la période T tend vers l'infini. Sous cette hypothèse on définit la transformée de Fourier du signal $x(t)$ par :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-2j\pi ft} dt \quad (V.1)$$

La transformée de Fourier $X(f)$ représente la composante à la fréquence f du signal $x(t)$.

Dans la pratique, le traitement des signaux se réalise de façon numérique (échantillonnage des signaux) et sur une durée D finie ; ces deux aspects entraînent des erreurs pouvant compromettre l'interprétation des résultats.

V.2.1.2 Discretisation

Le traitement numérique de l'information sous forme de signaux discrets oblige ainsi à définir une Transformation de Fourier Discrète (TFD) dont nous rappelons brièvement le principe.

Soit $x(i)$ le signal échantillonné de $x(t)$, la transformée de Fourier discrète sur N échantillons est définie par :

$$X(k) = \sum_{l=0}^{N-1} x(l) e^{-2i\pi k \frac{l}{N}} \quad (V.2)$$

- Le signal discrétisé est équivalent au signal temporel multiplié par un peigne de Dirac, ce qui correspond dans l'espace fréquentiel, à la convolution du signal fréquentiel $X(f)$ par un peigne de Dirac à la fréquence d'échantillonnage. Cette convolution distribue (périodise) le spectre et provoque des recouvrements si le signal temporel contient des fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Il faut donc s'assurer que ce n'est pas le cas.
- Le spectre du signal connu sur un horizon temporel borné (durée D), est le produit de convolution du signal fréquentiel sur un horizon infini $X(f)$ par la transformée de Fourier de la fenêtre, ce qui a pour effet de déformer le spectre original. Pour éviter les effets de bord (déformation du spectre) dus à une fenêtre rectangulaire, on utilise des fenêtres temporelles de type Hanning, ou Hamming, qui s'annulent sur les bords.
- Le pas de résolution fréquentielle Δf est lié à la longueur de la fenêtre temporelle D par :

$$\Delta f = \frac{1}{D} \quad (V.3)$$

Pour calculer les Transformées de Fourier Discrètes, nous utiliserons l'algorithme de la Transformée de Fourier Rapide (TFR ou FFT) conçu par Cooley et Tukey.

La transformée de Fourier est bien adaptée aux situations stationnaires du fait qu'elle fait ressortir les propriétés permanentes du signal. Dans notre cas, lors de l'apparition des défauts, il y a généralement une phase de non stationnarité due au transitoire. Pour suivre l'évolution du signal en fonction du temps et de la fréquence lors des phases non stationnaires, on introduit de nouveaux outils basés sur une représentation temps-fréquence du signal.

V.2.2 Représentation temps-fréquence

Les méthodes de représentation temps-fréquence (Flandrin) permettent d'analyser et de traiter les signaux non stationnaires. Un grand nombre de solutions a été étudié. Nous allons nous contenter de rappeler le principe de la plus connue, basée sur l'analyse de Fourier (Spectrogramme ou Fourier à court terme)

V.2.2.1 Spectrogramme

Le spectrogramme consiste en un calcul répétitif de la transformée de Fourier sur une fenêtre temporelle glissante. Le principe est illustré à la figure 5-1:

$$S_x(t, f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} x(s) \cdot h^*(s-t) e^{-2\pi i f s} ds \right|^2 \quad (V.4)$$

le signal temporel étant $x(s)$ et $h^*(s-t)$ la forme conjuguée de la fenêtre.

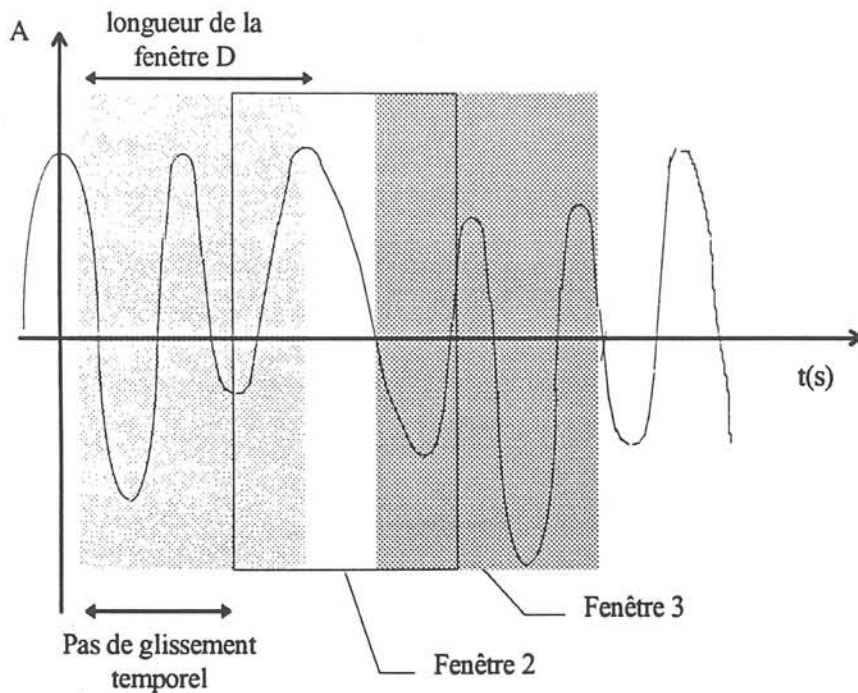


Figure 5-1 : Principe du spectrogramme

Le résultat est soumis aux paramètres suivants :

- Le pas de glissement de la fenêtre,
- La longueur D et le type de pondération (rectangulaire, hamming, hanning, ..) de la fenêtre.

Le choix de la durée D est le résultat d'un compromis (incertitude temps-fréquence). En effet, pour avoir une bonne localisation temporelle il faut choisir une durée D petite. Par contre, pour avoir une bonne localisation fréquentielle ($\Delta f = \frac{1}{D}$ petit), il faut une durée D grande. Les deux objectifs de localisation en temps et en fréquence sont donc antagonistes.

Une bonne résolution fréquentielle permet d'identifier l'apparition de nouvelles raies : il faut donc une fenêtre temporelle large, ce qui diminue la capacité à déterminer l'instant d'occurrence du défaut. Néanmoins ceci n'est pas gênant pour notre étude car nous voulons surtout caractériser les défauts en fréquence.

Il existe d'autres méthodes de représentation temps-fréquence qui possèdent de bonnes capacités de localisation en temps et en fréquence comme la méthode de Wigner-Ville mais qui présentent d'autres problèmes comme des interférences.

V.2.3 Energie du signal

On définit l'énergie d'un signal $x(t)$ dans le domaine temporel et fréquentiel par :

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |x(f)|^2 df \quad (V.5)$$

Après avoir introduit et rappelé le principe de base des méthodes utilisées, dans la suite du chapitre, nous allons définir le spectre théorique d'un onduleur à MLI.

V.2.4 Principe de la MLI

Le principe de la modulation de largeur d'impulsion consiste à moduler une onde porteuse (de fréquence f_{MLI}) par une onde modulante (fréquence statorique f_s) de fréquence plus basse. La MLI génère une composante basse fréquence à partir d'une onde porteuse haute fréquence. Ce résultat est obtenu en moyennant l'onde porteuse sur la période de MLI, T_{MLI} . La forme des signaux est représentée à la figure 5-2.

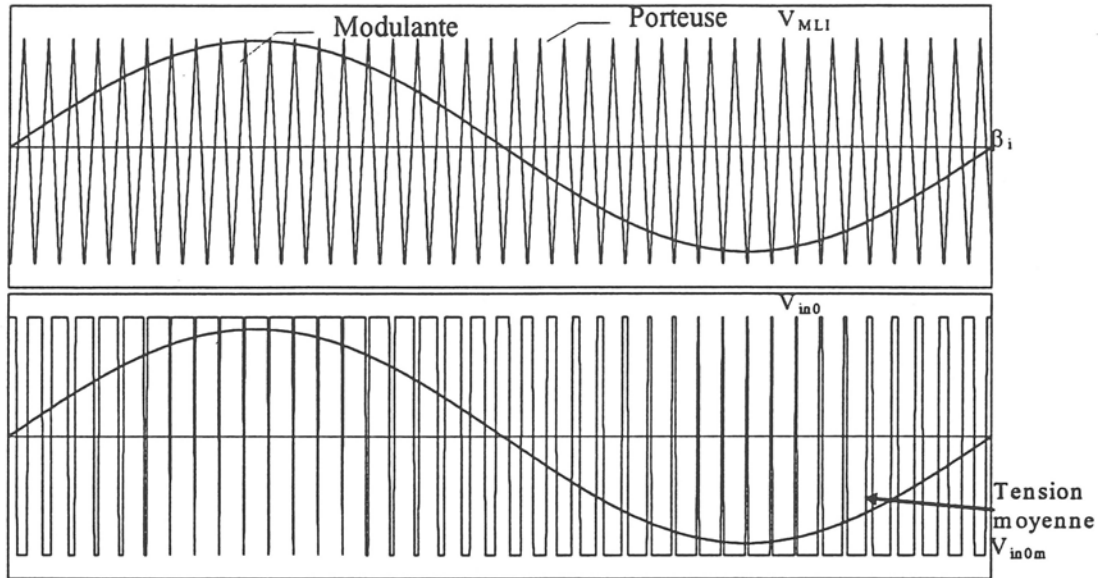


Figure 5-2 : Principe de la MLI

Il a été démontré dans l'hypothèse où la MLI est synchrone ($f_{MLI} = p f_s$) que la tension de la phase i peut se mettre sous la forme (Ben Ammar 93, Eisinberg *et Al* 97, Foch et Forest 97) :

$$v_{in}(t) = \frac{U_c}{\pi} \left[\sum_{n=1}^{\infty} A(n, M) \cos(n\omega_s t + \varphi_n) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B(m, k, M) \cos((m\omega_c \pm n\omega_s)t + \varphi_{kn}) \right] \quad (V.6)$$

U_c : tension continue en amont de l'onduleur , M le rapport de modulation, $\omega_c = 2\pi f_{MLI}$.

On obtient deux groupes fréquentiels distincts :

- le premier correspond au spectre de la modulante de fréquence f_s ,
- le second correspond à des groupes de raies centrés sur les fréquences multiples de la MLI dont les amplitudes dépendent des fonctions de Bessel de première espèce et d'un terme en $\sin^2\left(\frac{m+n}{2}\pi\right)$ qui s'annule quand la somme $m+n$ est paire.

L'amplitude des raies dépend ainsi de m et de n ce qui nous donne les groupes de raies :

- les groupes centrés sur la fréquence de MLI (m impair) sont associés aux harmoniques pairs du fondamental :

$(p-2)$ et $(p+2)$

- les groupes centrés sur la fréquence de $2 \cdot \text{MLI}$ (m pair) sont associés aux harmoniques impairs du fondamental :

$$(2p-1) \text{ et } (2p+1)$$

Ceci nous donne l'allure du spectre théorique à la figure 5-3 dans le cas d'une modulante sinusoïdale.

Il faut noter qu'il n'y a pas de raies aux fréquences multiples de la MLI.

Sur la forme temporelle du courant (Figure 5-4) on discerne les deux groupes fréquentiels : le fondamental basse fréquence f_s et les oscillations haute fréquence.

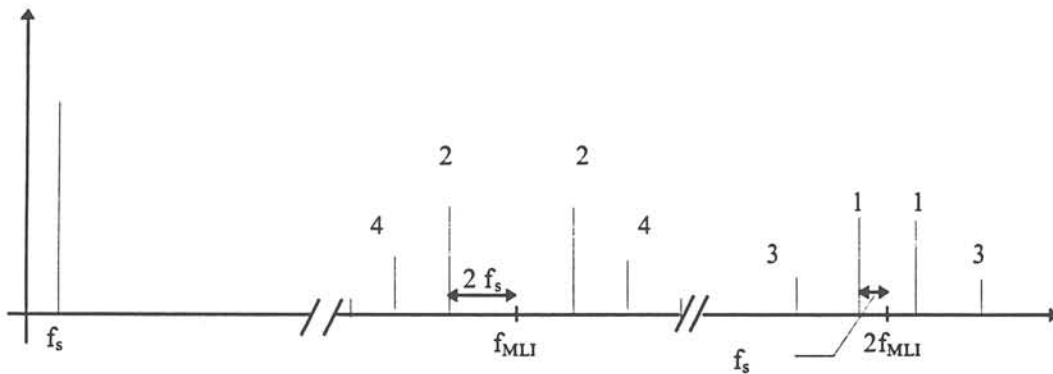


Figure 5-3 : Allure théorique du spectre de tension et de courant

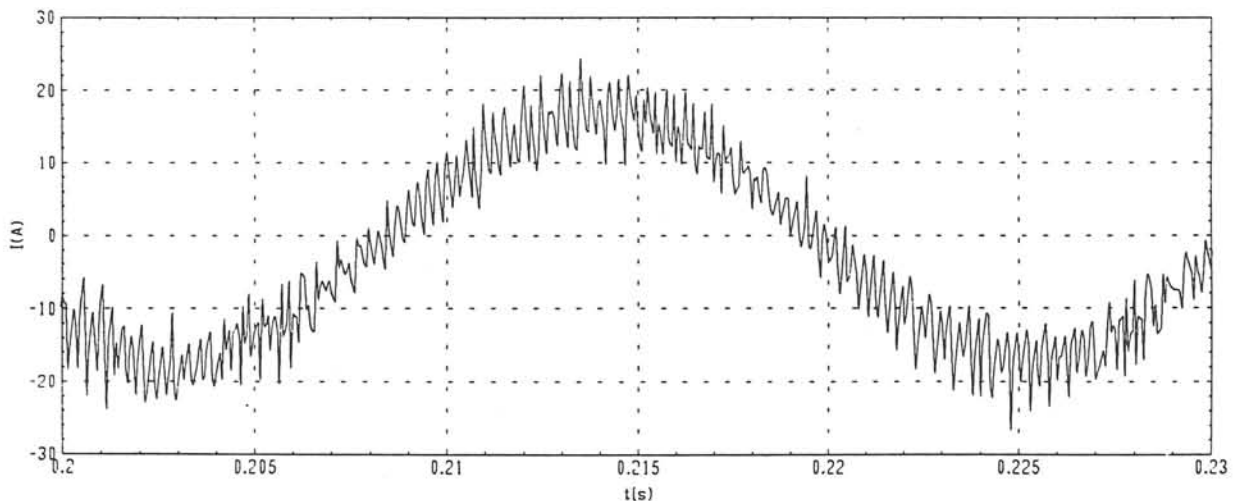


Figure 5-4 : Forme temporelle du courant (résultat expérimental)

Dans le cas d'une MLI asynchrone comme le rapport $p = \frac{f_{\text{MLI}}}{f_s}$ n'est pas entier, il n'y a pas reproduction du signal d'une période à l'autre ce qui génère des sous harmoniques d'autant

plus importants que p est faible. Dans notre cas comme p est assez élevé, les sous harmoniques sont très faibles, nous considérerons que le spectre d'une MLI asynchrone est le même que celui de la MLI synchrone.

V.2.5 Propagation des harmoniques dans un convertisseur

Considérons l'onduleur de tension et les relations liant les valeurs moyennes des grandeurs continues et alternatives sur la période de MLI (Figure 5-5) pour étudier la propagation des harmoniques dans un convertisseur.

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_a(t) \\ \beta_b(t) \\ \beta_c(t) \end{bmatrix} \frac{U_c(t)}{2} ; I_{ond}(t) = \beta_a(t) \cdot i_a(t) + \beta_b(t) \cdot i_b(t) + \beta_c(t) \cdot i_c(t) \quad (V.6)$$

Appliquons la transformée vectorielle (II-20) aux relations précédentes :

$$\overline{V(t)} = \overline{\beta(t)} \frac{U_c(t)}{2} \quad (V.7)$$

$$I_{ond}(t) = \frac{3}{2} \text{Re} \left(\overline{\beta(t)}^* \cdot \overline{i(t)} \right) \quad (V.8)$$

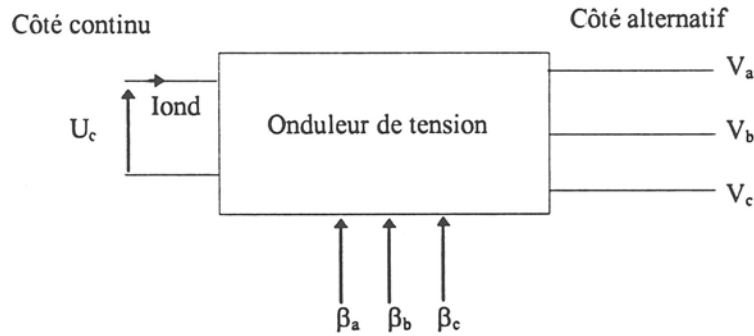


Figure 5-5 : Onduleur de tension

Dans la suite nous supposons que le module du vecteur commande est constant :

$$\overline{\beta(t)} = \beta_o e^{j(\omega_s t + \varphi)} \quad (V.9)$$

a) Propagation des harmoniques du côté continu vers le côté alternatif

Dans le cas d'un défaut affectant la source continue, la tension en amont comporte une composante continue U_{co} et une oscillation à la fréquence ω_2 :

$$U_c(t) = U_{co} + v_2 \cos(\omega_2 t) = U_{co} + \left(\frac{v_2}{2} e^{+j\omega_2 t} + \frac{v_2}{2} e^{-j\omega_2 t} \right) \quad (V.10)$$

Ce qui donne du côté alternatif le vecteur tension moyen suivant :

$$\overline{V(t)} = \frac{U_{co}}{2} \beta_o e^{j(\omega_s t + \varphi)} + \frac{v_2}{4} e^{j((\omega_s + \omega_2)t + \varphi)} + \frac{v_2}{4} e^{-j((\omega_s + \omega_2)t + \varphi)} \quad (V.11)$$

Un harmonique du côté continu crée deux harmoniques du côté alternatif de pulsation $\omega_s + \omega_2$ et $\omega_2 - \omega_s$.

b) Propagation des harmoniques du côté alternatif au côté continu

- Considérons un harmonique de courant de pulsation ω_n ($\omega_n = n\omega_s$) du côté alternatif dont le vecteur (représentation vectorielle) tourne dans le même sens que le vecteur représentant le courant fondamental (rotation positive) :

$$\overline{i(n)} = i_n e^{+j(\omega_n t + \varphi_n)} \quad (V.12)$$

En remplaçant dans (V.8) on obtient côté continu :

$$I_{ond}(t) = \frac{3}{2} \text{Re} \left(i_n e^{j((\omega_n - \omega_s)t + \varphi_n)} \right) = \frac{3}{2} \text{Re} \left(i_n e^{j((\omega_{n-1})t + \varphi_n)} \right) \quad (V.13)$$

L'harmonique n de rotation positive côté alternatif crée un harmonique $n-1$ de rotation positive du côté continu.

- Si l'harmonique de courant se déplace dans le sens opposé de ω_s $\overline{i(n)} = i_n e^{-j(\omega_n t + \varphi_n)}$, on obtient $I_{ond}(t) = \frac{3}{2} \text{Re} \left(i_n e^{-j((\omega_n + \omega_s)t + \varphi_n)} \right) = \frac{3}{2} \text{Re} \left(i_n e^{-j((\omega_{n+1})t + \varphi_n)} \right) \quad (V.14)$

L'harmonique n de rotation négative côté alternatif crée un harmonique $n+1$ de rotation négative du côté continu.

Ainsi, pour exemple, un harmonique 7 avec une séquence positive (rotation positive) côté alternatif donne un harmonique 6 avec une séquence positive du côté continu, et un harmonique 5 avec une séquence négative (sens de rotation opposé) côté alternatif donne aussi un harmonique 6 du côté continu mais une séquence négative.

Ceci nous donne le schéma de transfert des harmoniques dans un convertisseur, figure 5-6.

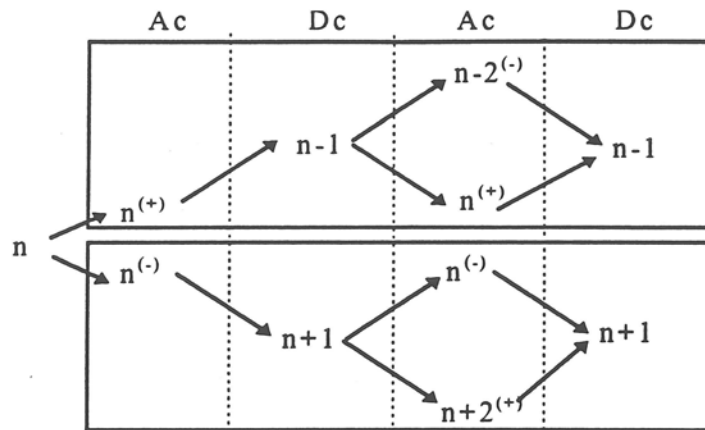


Figure 5-6 : Relation de transfert des harmoniques

V.2.6 Influence de l'autopilotage

La boucle d'asservissement de courant ne peut être inhibée sur le banc expérimental. L'étude de l'influence de l'autopilotage sur le contenu spectral des courants est donc effectuée en simulation. Pour cela nous allons comparer le spectre du courant moteur en absence et en présence de régulation.

V.2.6.1 Spectre en boucle ouverte

En absence de régulation, les grandeurs de commande de l'onduleur sont imposées sinusoïdales. Le résultat de simulation Figure 5-7, représente la densité spectrale de puissance du courant dans la phase A pour une fréquence statorique, $f_s = 60.5$ Hz.

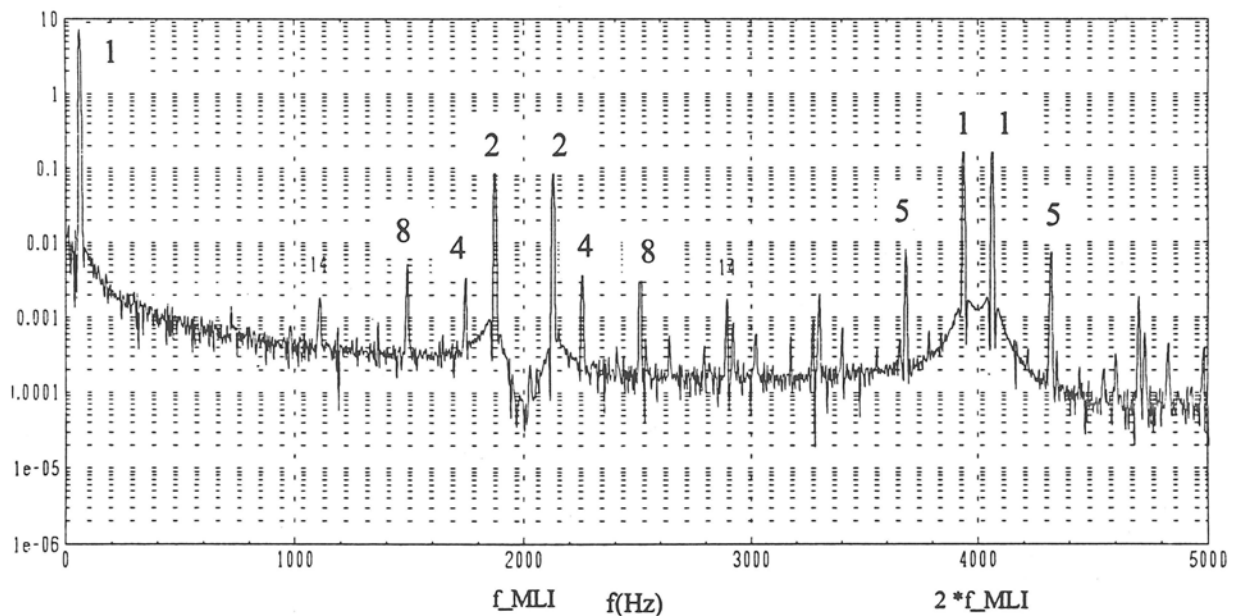


Figure 5-7 : Spectre du courant en boucle ouverte (simulation)

Conformément à la théorie, on obtient un spectre composé d'un fondamental basse fréquence (60Hz) et de groupes de raies centrés sur la fréquence de MLI (2kHz) et ses multiples. Les groupes centrés sur la fréquence de MLI comportent des harmoniques pairs de la modulante et ceux centrés sur le double de la MLI comportent des harmoniques impairs de la modulante.

En fonctionnement sain, comme l'ondulation sur le bus continu est très faible (<3%), on n'observe pas de raie aux fréquences caractéristiques $6f_r \pm f_s$ (240 ; 360 Hz).

V.2.6.2 Spectre en boucle fermée

La figure 5-8 représente le spectre du courant dans la phase A, obtenu par simulation lorsque la boucle d'asservissement est fermée (fonctionnement en autopilotage) pour la même consigne de vitesse.

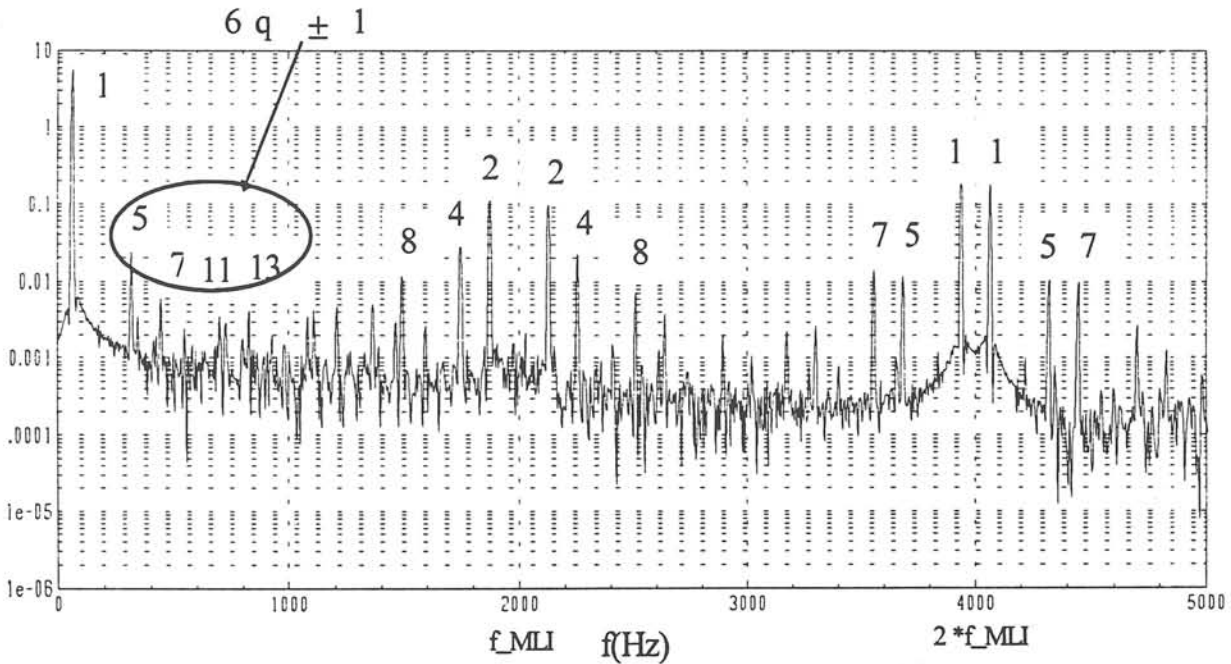


Figure 5-8 : Spectre du courant en boucle fermée (simulation)

En boucle fermée, le spectre du courant est beaucoup plus riche. On voit apparaître de nouveaux harmoniques basse fréquence correspondant aux harmoniques $6q \pm 1$ avec $q = (1, 2, \dots)$. En haute fréquence, on observe une variation de l'amplitude des groupes d'harmonique autour de la fréquence de MLI et de ses multiples.

La boucle d'asservissement injecte donc des harmoniques supplémentaires. Ceci s'explique par le fait que la grandeur de commande issue du correcteur n'est plus rigoureusement sinusoïdale.

Afin de s'assurer de la validité des résultats de simulation, on a comparé le spectre issu de la simulation (Figure 5-9) à celui obtenu sur le système expérimental (Figure 5-10) ($f_s=44\text{Hz}$).

On observe une bonne concordance des résultats, le spectre expérimental étant cependant beaucoup plus bruité.

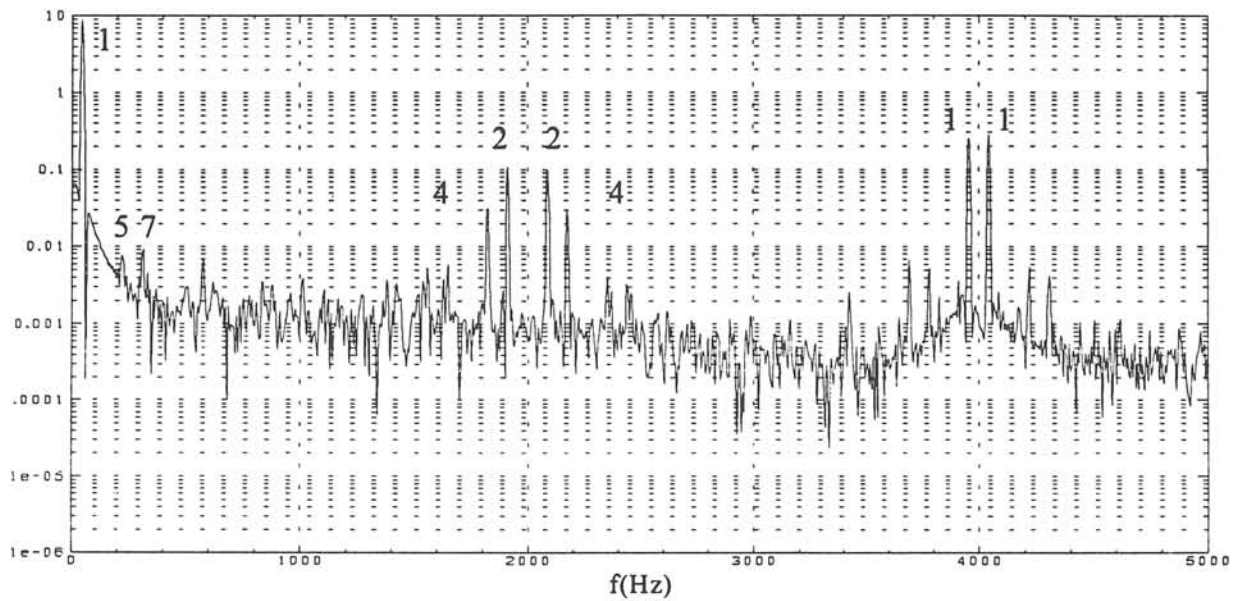


Figure 5-9 : Spectre du courant en boucle fermée (simulation, $f_{MLI}=2000\text{Hz}$)

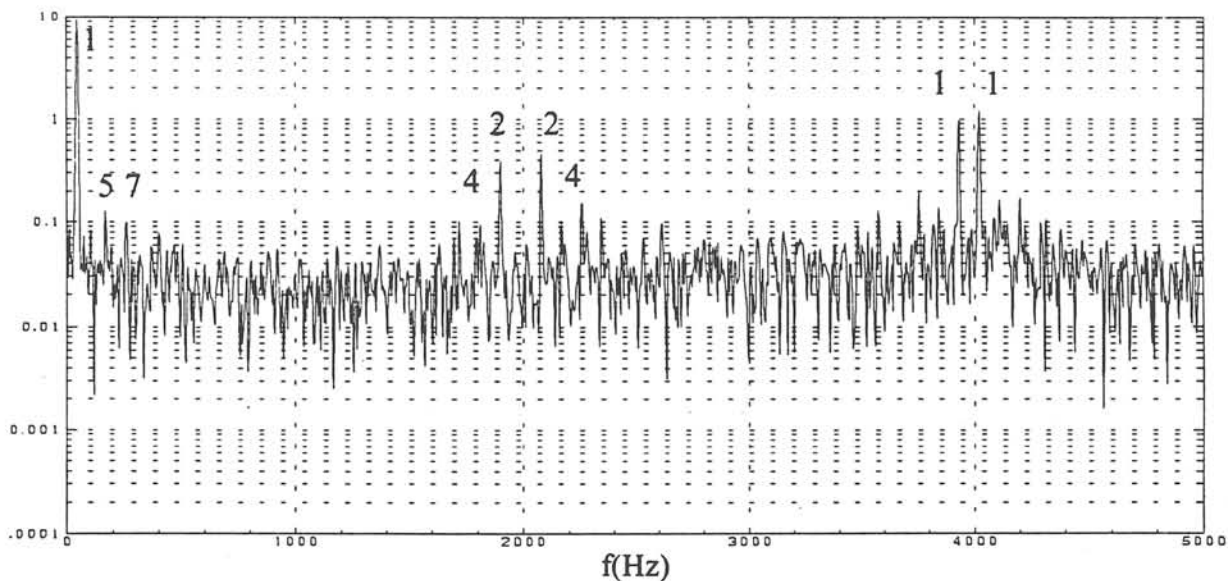


Figure 5-10 : Spectre du courant en boucle fermée (résultat expérimental, $f_{MLI}=1990\text{Hz}$)

Après avoir rappelé le spectre théorique de la MLI, le principe de propagation des harmoniques dans le convertisseur et l'influence de la boucle d'asservissement sur le spectre du courant, nous allons caractériser les défauts dans le domaine des basses fréquences.

V.3 Caractérisation basse fréquence

Dans la caractérisation basse fréquence, nous allons reprendre l'étude des défauts du chapitre IV pour déterminer les symptômes fréquents qui peuvent caractériser ces défauts. Dans la suite, afin d'améliorer la lisibilité des spectres nous n'avons pas représenté la composante continue.

V.3.1 Etude des défauts affectant l'alimentation continue

a) Caractérisation

Dans l'étude des défauts (chapitre IV), nous avons observé que les défauts affectant l'alimentation continue (redressement monophasé, diode du redresseur ouverte, diminution de la capacité du condensateur) se manifestent par un déplacement du fondamental des grandeurs électriques (tension aux bornes de la capacité, courant dans l'inductance) et par une déformation du vecteur commande.

- Le défaut de type redressement monophasé se caractérise par un déplacement fréquentiel du fondamental de la tension capacité, du courant dans l'inductance et du vecteur commande de six fois à deux fois la fréquence réseau.
- Le défaut d'ouverture d'une diode du redresseur se caractérise par un déplacement du fondamental des mêmes grandeurs électriques de $6f_r$ à f_r .
- La diminution de la capacité du condensateur se caractérise par une augmentation du niveau d'harmonique $6 \cdot f_r$ sur la tension capacité. Cette augmentation existe avec un niveau bien plus faible sur le courant dans l'inductance et le courant moyen absorbé par l'onduleur. Le vecteur de commande β_s possède un niveau d'harmonique $6 \cdot f_r$ beaucoup plus important.

Le résultat de l'analyse harmonique de la tension capacité (colonne a) et du module du vecteur commande (colonne b), en fonctionnement sain et en défaut, est représenté sur les graphes de la figure 5-11, ($f_s=95\text{Hz}$).

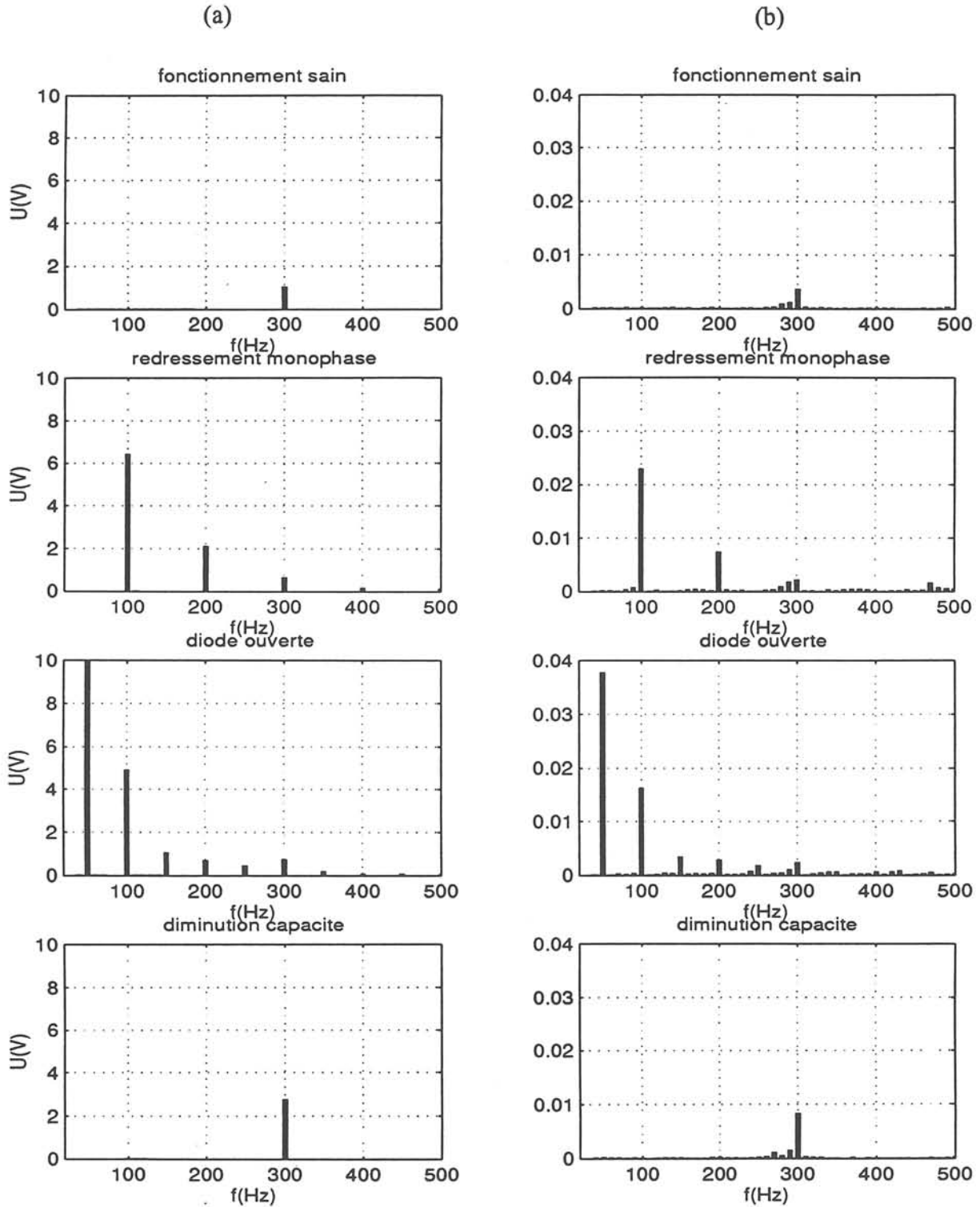


Figure 5-11 : Variation de l'amplitude des harmoniques pour les défauts d'alimentation

(a) : Harmoniques de la tension aux bornes de la capacité

(b) : Harmoniques du module du vecteur commande

On observe très nettement un changement de la fréquence fondamentale, avec un niveau beaucoup plus élevé pour les défauts redressement monophasé et l'ouverture d'une diode dans le redresseur.

La diminution de la capacité (50%) entraîne une augmentation de l'ondulation à 300Hz (2 fois plus grande) sur les grandeurs électriques.

b) Conclusion

Ainsi avec un suivi d'amplitude des fréquences caractéristiques (f_r , $2f_r$, $6f_r$) sur une des grandeurs électriques (tension aux bornes de la capacité, courant dans l'inductance, courant absorbé par l'onduleur, module du vecteur commande), on peut déterminer l'origine des défauts affectant l'alimentation continue. Les deux grandeurs les plus significatives sont la tension capacité et le module du vecteur commande.

V.3.2 Défaut onduleur

V.3.2.1 Caractérisation

Les défauts au niveau de l'onduleur se répercutent sur les grandeurs électriques en amont et en aval de celui-ci.

a) Caractérisation en amont

En amont de l'onduleur, le courant absorbé par l'onduleur est affecté par le défaut (chapitre IV). La figure 5-12 représente l'analyse fréquentielle de la tension capacité (1), du vecteur commande (2), du courant moyen absorbé par l'onduleur (3) et du courant dans l'inductance (4), en fonctionnement sain (a) et pour le défaut onduleur (b) ($f_s=95\text{Hz}$).

Conformément à notre étude de nouvelles raies apparaissent aux fréquences multiples de la fréquence statorique qui s'ajoutent à la raie caractéristique de six fois la fréquence réseau.

Le courant dans l'inductance, qui est l'élément le plus en amont du défaut, est le moins perturbé des grandeurs électriques (le niveau d'harmonique à la fréquence statorique est bien moins élevé que le niveau du 300Hz).

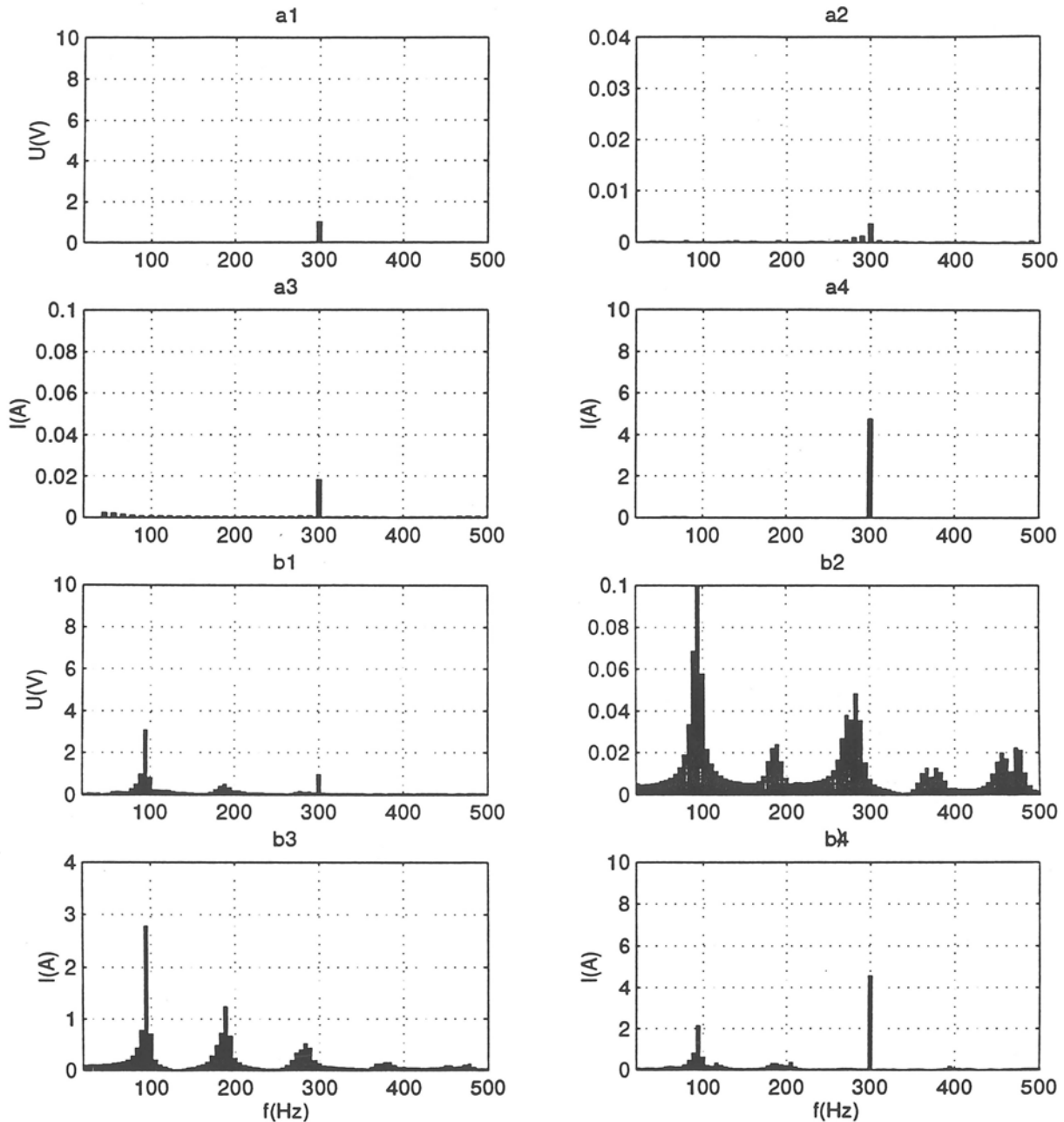


Figure 5-12 : Comparaison entre l'analyse spectrale du fonctionnement sain et du défaut onduleur

a1 : U_c en fonctionnement sain

a2 : β en fonctionnement sain

a3 : I_{ond} en fonctionnement sain

a4 : I_L en fonctionnement sain

b1 : U_c défaut onduleur

b2 : β défaut onduleur

b3 : I_{ond} défaut onduleur

b4 : I_L défaut onduleur

Pour le vecteur commande qui en fonctionnement normal et en régime permanent est quasiment continu (composante très faible à six fois la fréquence réseau), on note une très forte apparition de la composante statorique due à la saturation de la commande sur une demi-période.

Une caractérisation fréquentielle de la tension capacité, du courant moyen absorbé par l'onduleur peuvent être la source de confusions pour des fréquences statoriques proches des multiples de la fréquence du réseau. En effet, si un défaut onduleur survient pour une fréquence statorique f_s proche de f_r , $2f_r$, $6f_r$, on observe l'apparition d'une de ces fréquences, laquelle peut par ailleurs être aussi caractéristique, soit d'un défaut de redressement monophasé, soit d'une diode ouverte, soit d'une diminution de la capacité. L'apparition d'une nouvelle raie lorsque f_s est proche de f_r , $2f_r$, $6f_r$, ne permet pas de localiser l'élément défaillant entre la source et le convertisseur.

b) Caractérisation en aval

En aval de l'onduleur, les courants statoriques sont modifiés par le défaut. Une analyse spectrale sur les courants expérimentaux avant et après défaut (Figure 5-13) permet d'observer l'apparition de raies aux multiples du fondamental.

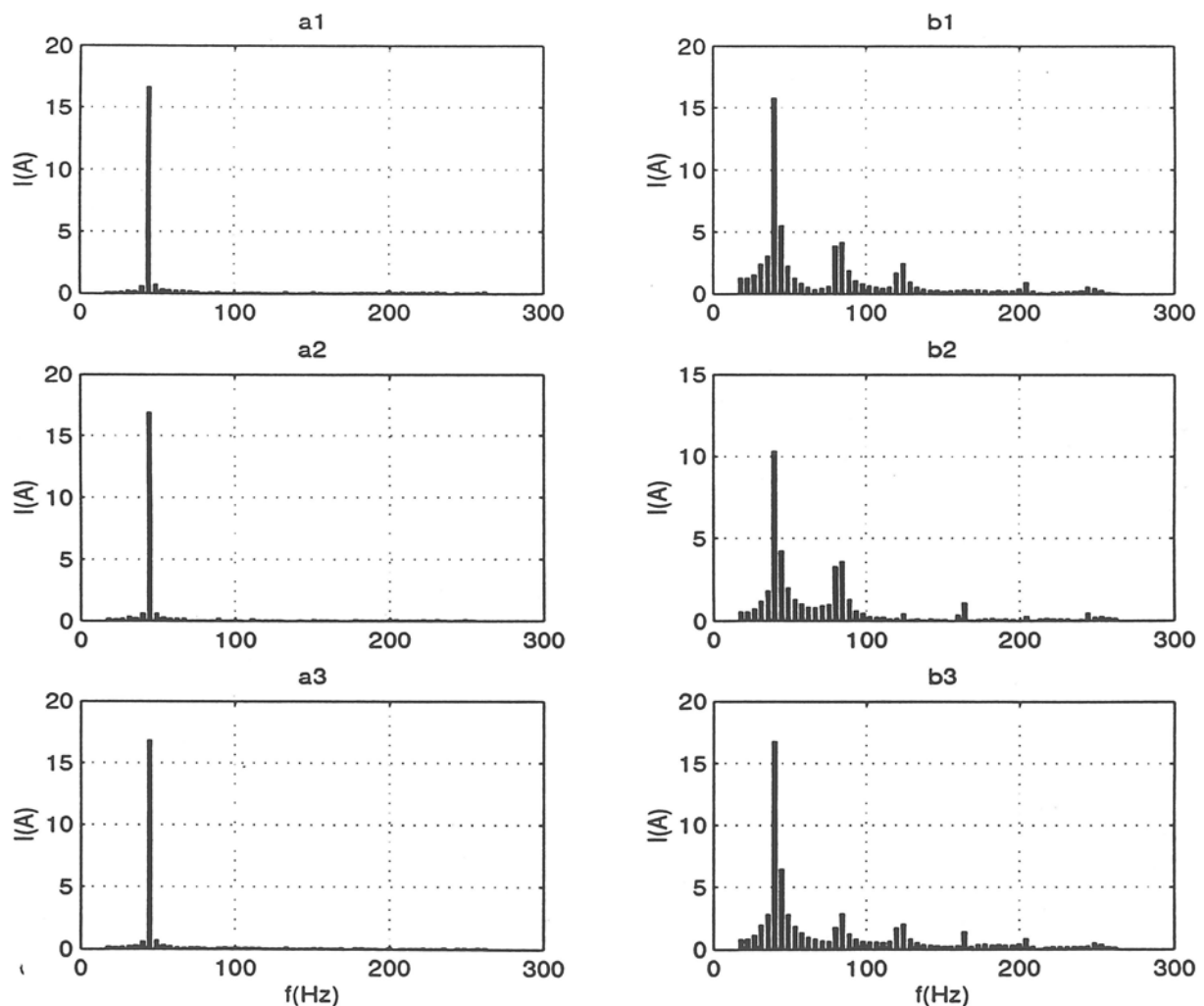


Figure 5-13 : Analyse spectrale des courants en fonctionnement sain et en défaut onduleur

V.3.3 Défaut en aval de l'onduleur

La figure 5-14 représente l'analyse spectrale de la tension capacité (a), du courant absorbé par l'onduleur (b) et du module du vecteur commande pour les défauts affectant les capteurs ou la machine.

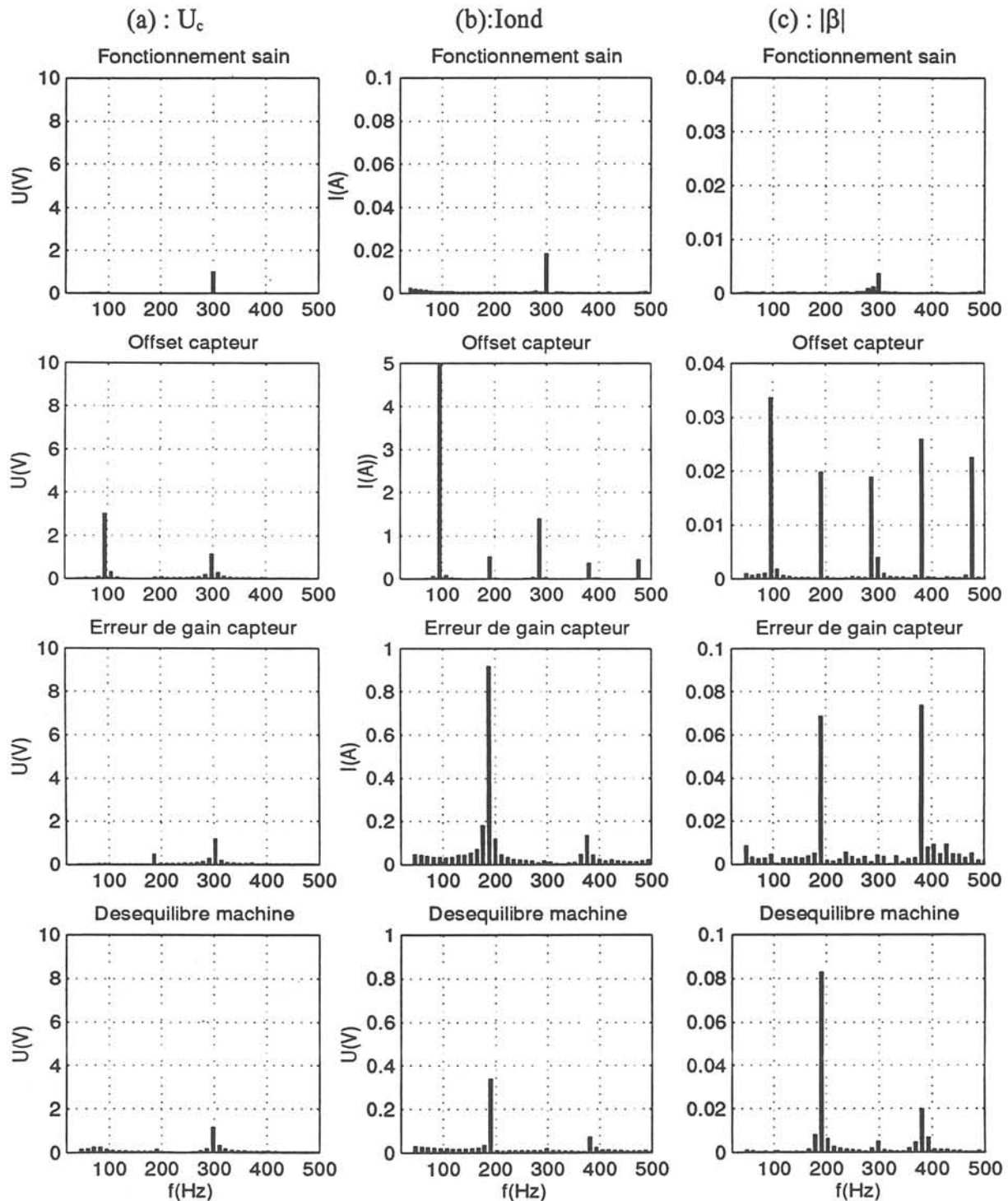


Figure 5-14 : Analyse spectrale pour les défauts en aval de l'onduleur

Conformément à l'étude du chapitre IV, le défaut d'offset se caractérise par l'apparition de raies aux multiples de la fréquence statorique f_s sur le module du vecteur commande qui essaie de compenser le défaut provenant de la mesure. La déformation des commandes se propage en amont de l'onduleur sur le courant absorbé par celui-ci, ce qui modifie aussi le spectre de la tension capacité.

Pour les défauts de gain capteur et de déséquilibre machine, nous avons les mêmes phénomènes sauf que les fréquences qui apparaissent se situent aux multiples pairs de la fréquence statorique.

La localisation du type de défaut pose un problème lorsque le point de fonctionnement impose une fréquence fondamentale f_s proche de f_r , $2f_r$, $6f_r$ car les signatures spectrales de défauts différents sont similaires.

V.3.4 Conclusion

Tous les défauts considérés se caractérisent sur les grandeurs électriques par l'apparition de fréquence spécifique (f_r , $2f_r$, $6f_r$, f_s).

Le problème de l'étude basse fréquence réside dans la localisation du défaut du fait que certains défauts ont des signatures spectrales similaires qui peuvent dépendre du point de fonctionnement et du niveau de défaillance.

Après avoir caractérisé les défauts en basse fréquence et les problèmes de localisation, nous allons considérer les aspects hautes fréquences liés essentiellement aux commutations du convertisseur.

V.4 Caractérisation haute fréquence.

Lorsqu'un défaut affecte un des interrupteurs du convertisseur statique, les séquences de conduction (phénomène haute fréquence car provenant de la modulation) sont modifiées ce qui nous laisse envisager que ce défaut peut être caractérisé dans le domaine fréquentiel en considérant la plage des hautes fréquences (fréquence de MLI).

L'analyse haute fréquence doit permettre de dissocier les défauts convertisseurs des autres défauts (roulements, excentricité, alimentation continue, capteur, déséquilibre machine) qui engendrent plutôt des phénomènes basse fréquence. Ceci évite ainsi les confusions pour interpréter la signature spectrale du signal.

V.4.1 Défaut onduleur

Comme le transitoire d'un défaut correspond à une phase non stationnaire du signal, nous avons dans un premier temps utilisé une représentation temps-fréquence (spectrogramme) qui permet de mettre en évidence l'évolution du contenu fréquentiel du signal en fonction du temps.

Nous avons appliqué le spectrogramme aux mesures des courants absorbés par le moteur pour un défaut affectant le transistor T2 ($t_{\text{def}} = 170 \text{ ms}$; $f_s = 44 \text{ Hz}$).

Les caractéristiques du spectrogramme sont :

Résolution fréquentielle $\Delta f = 6.4 \text{ Hz}$

Pas de glissement : 0.009 ms

A titre de vérification, la figure 5-15 correspond à la représentation temps-fréquence du courant dans la phase A pour les basses fréquences.

A basse fréquence : après le défaut on retrouve les fréquences multiples du fondamental (caractérisation basse fréquence (V.3.2)) et la composante continue.

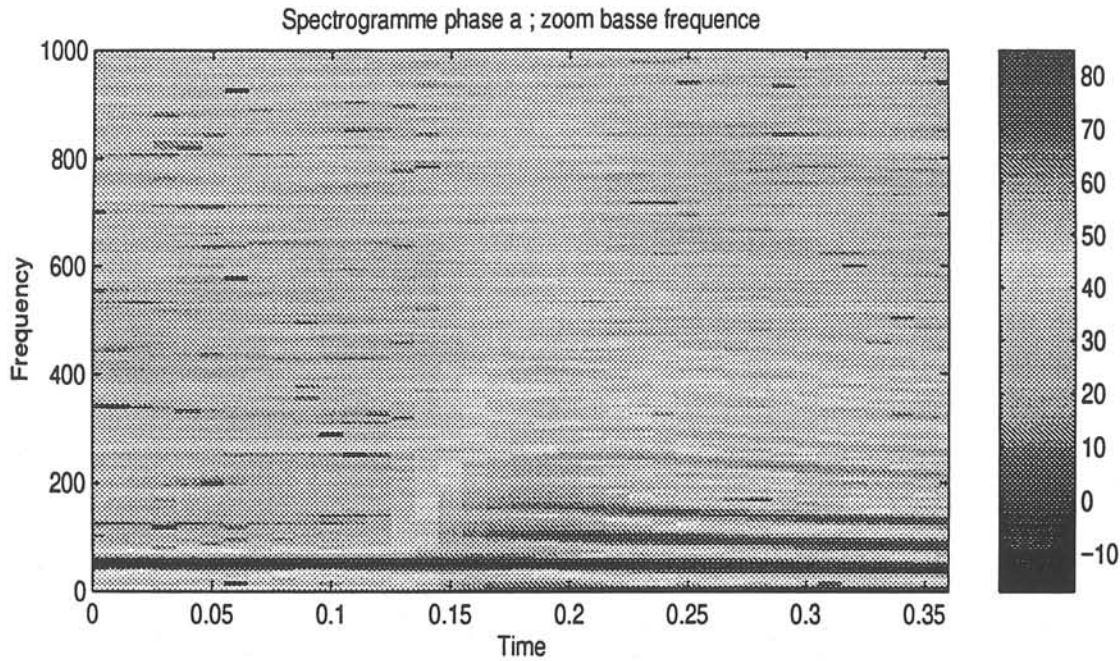


Figure 5-15 : Spectrogramme à basse fréquence

En haute fréquence, nous avons représenté les spectrogrammes des trois courants de phases autour des fréquences f_{MLI} et $2f_{MLI}$ (Figure 5-16).

Avant le défaut sur les courants des phases du moteur, on observe les groupes de raies caractéristiques autour des fréquences f_{MLI} et $2f_{MLI}$. Sur le banc expérimental, la fréquence de MLI n'est pas de 2000 Hz mais de 1990 Hz.

Après le défaut, de nouvelles raies apparaissent autour des fréquences f_{MLI} et $2f_{MLI}$:

- Autour de f_{MLI} , en plus des raies correspondant aux multiples pairs du fondamental, on obtient une raie à la fréquence de la MLI et des raies correspondant aux multiples impairs du fondamental.
- Autour de $2f_{MLI}$, en plus des raies correspondant aux multiples impairs du fondamental, on obtient une raie à la fréquence double de la MLI et des raies correspondant aux multiples pairs du fondamental.

On observe exactement le même phénomène sur tous les courants de phase du moteur avec l'amplitude de la raie à la fréquence de MLI plus faible pour la phase défectueuse.

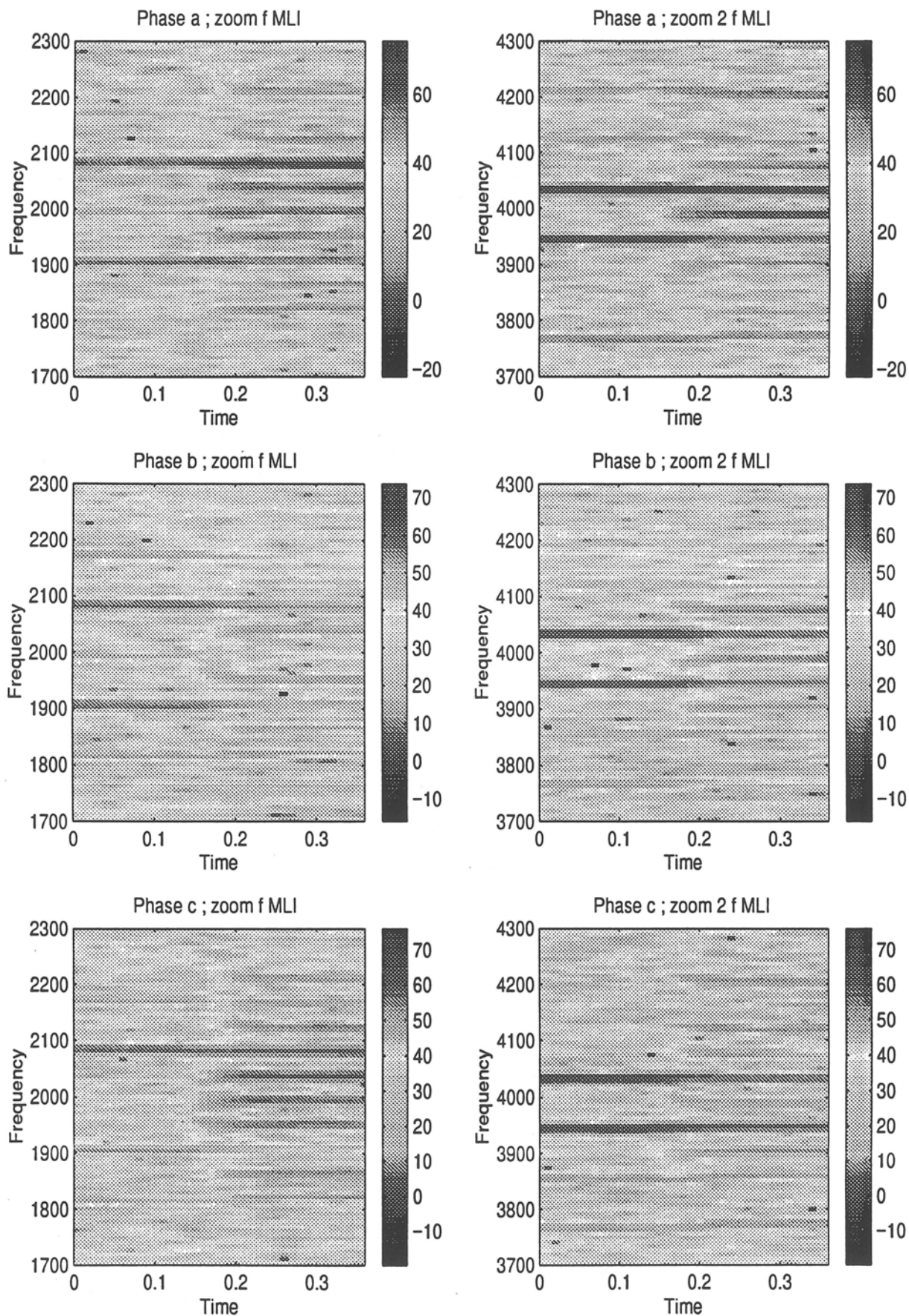


Figure 5-16 : Spectrogramme des courants de phase (fréquence, f_{MLI} , $2f_{MLI}$)

Comme la phase de non stationnarité des signaux est très courte et comme les fréquences qui caractérisent le défaut sont à fréquence fixe, quel que soit le point de fonctionnement, nous utiliserons par la suite la transformée de Fourier.

Pour bien illustrer l'apparition de ces nouvelles raies, nous avons représenté le spectre du courant expérimental après défaut (Figure 5-17) (tous les spectres expérimentaux représentés dans la suite sont calculés avec une FFT sur 4096 points, ce qui correspond à 5 périodes du signal).

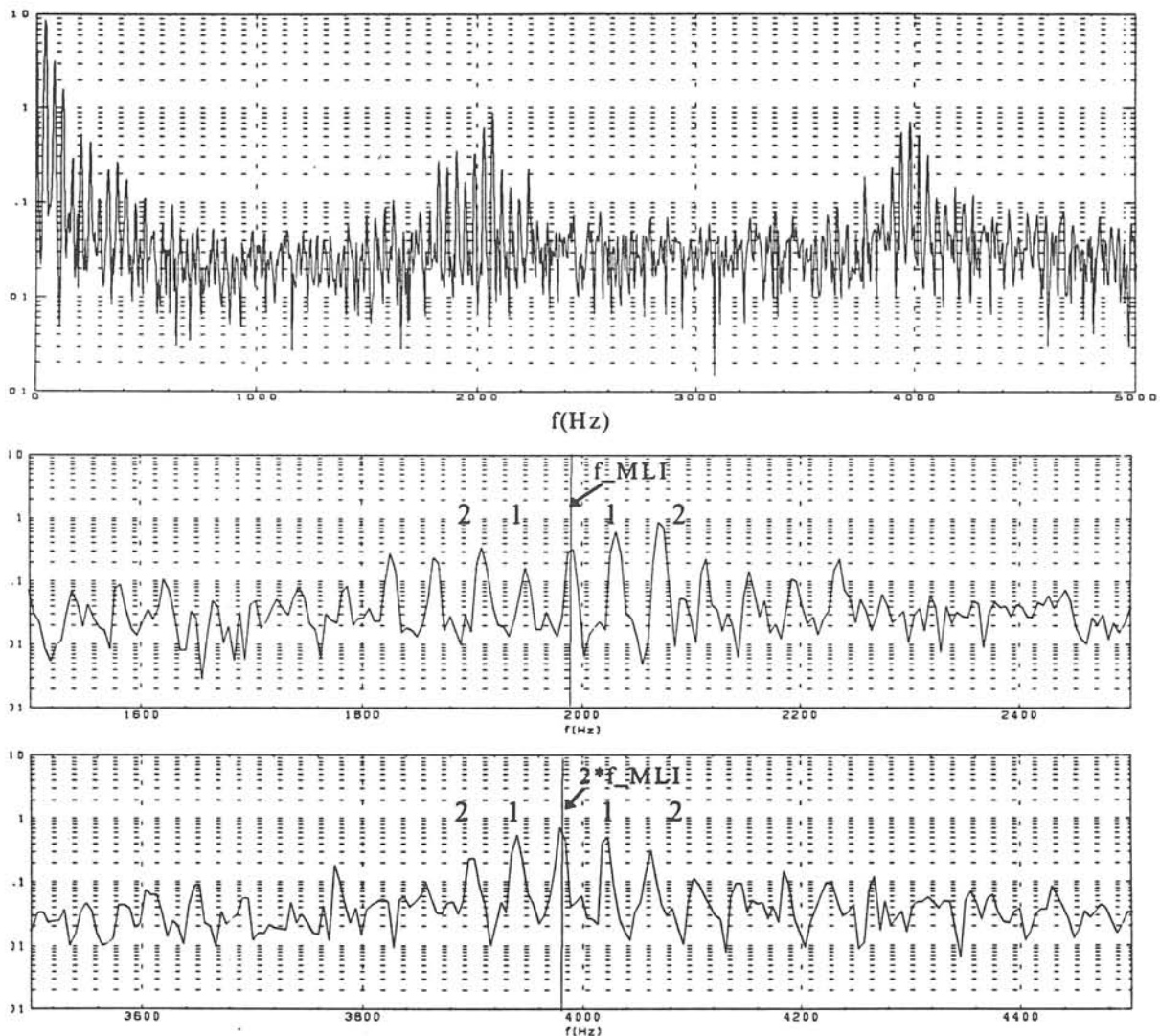


Figure 5-17 : Spectre du courant pour un défaut onduleur

Remarque :

Il est intéressant de noter que les raies à la fréquence de MLI et son double sont fixes ; elles ne dépendent pas de la vitesse de la machine contrairement aux autres raies, ce qui facilite la détection.

Dans le cas d'un défaut affectant l'onduleur, le module du vecteur commande se déforme ($\overline{\beta(t)} \neq \beta_o e^{j(\omega_s t + \varphi)}$) et se trouve modulé par les multiples du fondamental (Analyse harmonique basse fréquence V-12) . Ces harmoniques sur le module du vecteur commande sont propagés par la boucle d'asservissement et se composent aux harmoniques du courant existant avant défaut pour créer le nouveau spectre.

Le même type de phénomène se produit dans le cas d'un déséquilibre machine ou d'un défaut capteur.

V.4.2 Déséquilibre machine

Considérons un défaut de déséquilibre machine où le module du vecteur commande se trouve uniquement modulé par un harmonique 2 (chapitre IV.2).

Le vecteur commande $\overline{\beta(t)}$ pour ce défaut s'écrit :

$$\overline{\beta(t)} = \left(\beta_o + \beta_2 e^{j(2\omega_s t + \varphi_2)} \right) e^{j(\omega_s t + \varphi)}.$$

L'harmonique 2 est propagé dans l'onduleur par la boucle d'asservissement et se compose aux harmoniques de courant existant. Ceci nous donne :

- Autour de la fréquence de MLI, une composition des raies avant défaut $f_MLI \pm 2f_s$ avec l'harmonique $2f_s$, ce qui crée une raie à la fréquence de la MLI.
- Autour de la fréquence double de la MLI, une composition des raies avant défaut $2f_MLI \pm f_s$ avec l'harmonique $2f_s$, ce qui modifie les raies existantes aux fréquences $2f_MLI \pm f_s$ sans créer de raies à la fréquence de $2f_MLI$.

A partir de la simulation nous avons représenté sur la figure 5-18 le spectre du courant pour un défaut de déséquilibre machine en alimentant que 50% du bobinage d'une phase du moteur. Les mêmes résultats ont été obtenus sur le banc expérimental en alimentant uniquement 75% du bobinage (Figure 5-19).

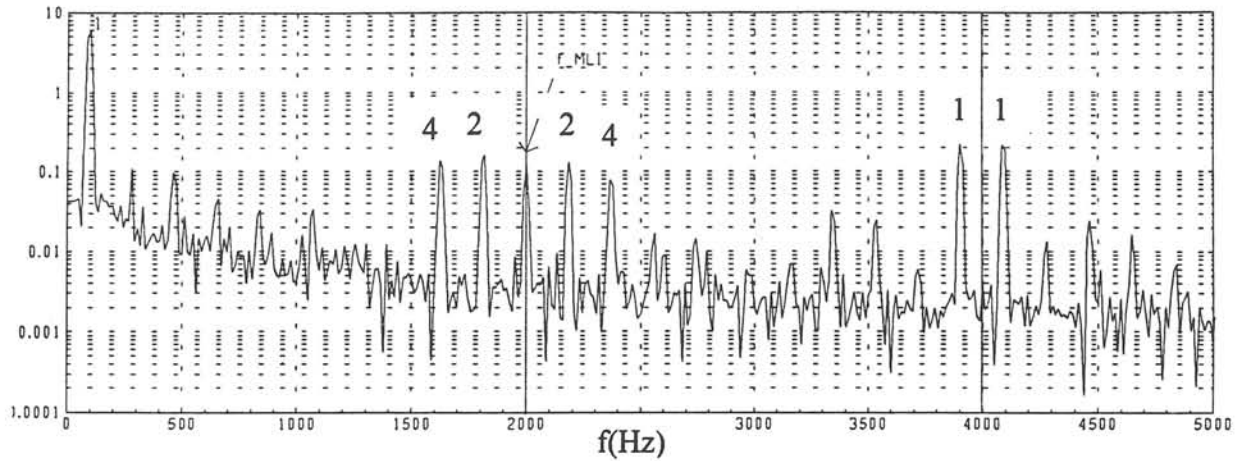


Figure 5-18 : Spectre du courant pour un défaut de déséquilibre machine (simulation)

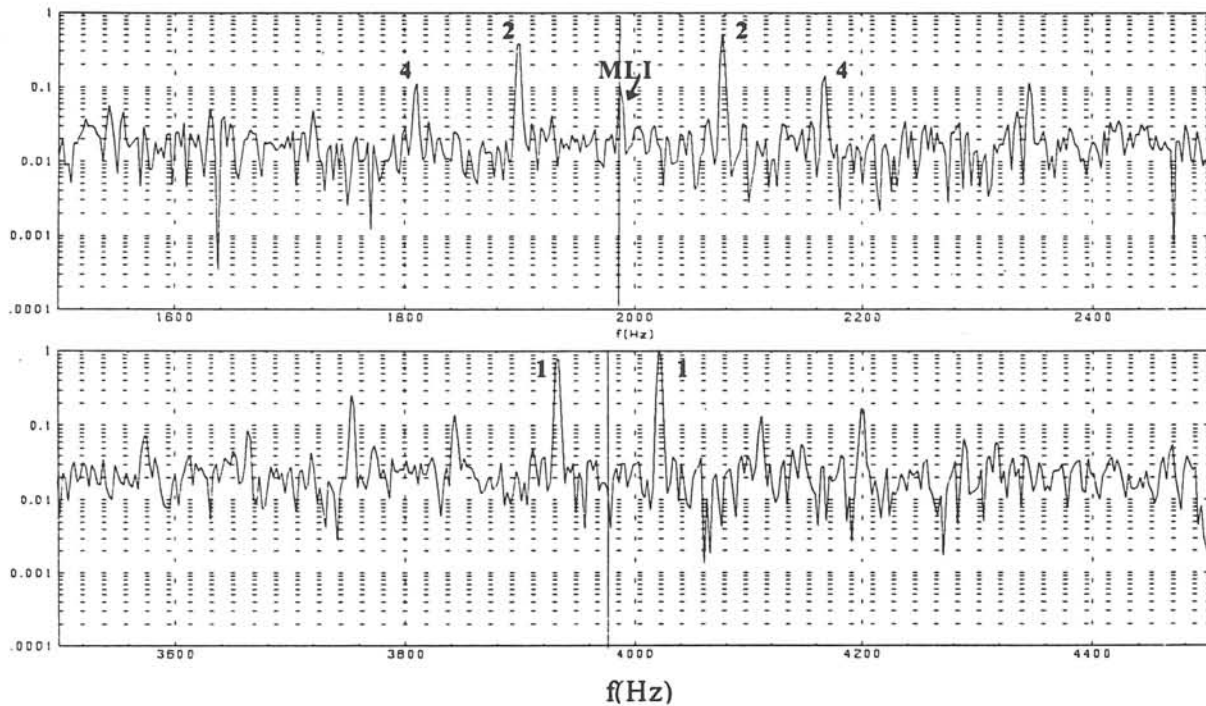


Figure 5-19 : Spectre du courant pour un défaut de déséquilibre machine (expérience)

Conformément à notre attente, en simulation et sur le banc expérimental, on observe une raie à la fréquence de MLI, pas de raie au double de la fréquence de MLI, ce qui caractérise ce défaut.

On peut appliquer le même raisonnement au défaut capteur qui module le vecteur commande.

V.4.3 Défaut capteur

Nous avons vu au chapitre IV, qu'un défaut d'offset entraîne une modulation du vecteur commande par un harmonique 1. Ce défaut se caractérise ainsi par une raie à la fréquence de la

MLI, une autre au double de la MLI (même caractérisation que pour un défaut affectant l'onduleur). La figure 5-20 représente le résultat de l'analyse spectrale pour une erreur d'offset de 3A qui représente 20% de la valeur maximale du courant de l'essai ($f_s = 95\text{Hz}$).

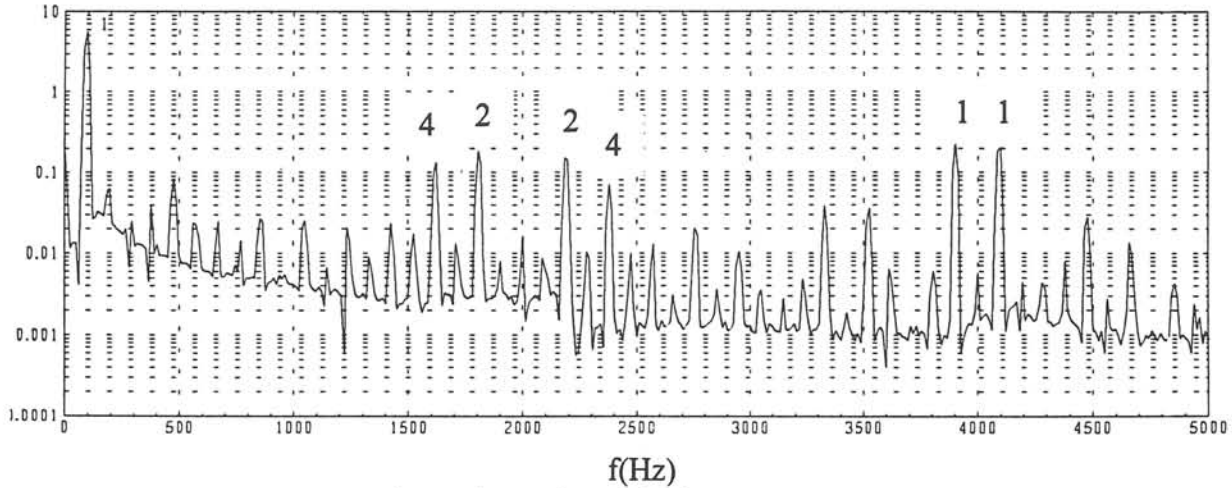


Figure 5-20 : Spectre du courant pour un défaut d'offset capteur (simulation)

On observe bien l'apparition de raies aux fréquences fixes de la MLI et de son double mais avec un niveau très faible comparé au phénomène consécutif à un défaut affectant l'onduleur (Figure 5-17). Ceci vient du fait que l'amplitude des oscillations sur le module du vecteur commande est beaucoup plus faible pour le défaut d'offset que pour le défaut onduleur.

Au niveau expérimental, comme l'amplitude des raies à f_{MLI} et $2f_{MLI}$ est très faible (même pour un offset important), il est impossible de discerner les raies de la variance du spectre, ce qui fait qu'il n'y a pas de risque de confusion entre le défaut d'offset et un défaut affectant l'onduleur.

Pour un défaut de gain capteur qui entraîne une modulation par un harmonique 2 du module du vecteur commande, nous observons en théorie les mêmes symptômes fréquentiels que dans le cas d'un déséquilibre machine. En réalité, comme les erreurs de gains sont très faibles, l'amplitude de la modulation du vecteur commande est très faible, ce qui fait que l'on ne peut pas discerner les raies de la variance du spectre.

V.4.4 Conclusion

L'étude des défauts et de leurs conséquences dans les plages de fréquence proche de la MLI et de ses multiples nous a permis de déterminer des raies spectrales caractéristiques. Parmi ces raies, nous distinguons celles dépendant de la vitesse de celles à fréquence fixe.

Les raies à fréquence fixe (f_{MLI} et $2f_{MLI}$) ont l'avantage de ne pas évoluer avec le point de fonctionnement ce qui facilite le suivi fréquentiel pour caractériser un défaut affectant l'onduleur et un déséquilibre machine. Le tableau 5-21 récapitule la présence des raies à la fréquence de la MLI et de son double en fonction du type de défaut.

	raie à f_{MLI}	raie à $2 * f_{MLI}$
Sans Défaut	Pas de f_{MLI}	Pas de $2*f_{MLI}$
Défaut d'offset	Présence de f_{MLI} très faible	Présence de $2 f_{MLI}$ très faible
Défaut de gain ou déséquilibre	Présence de f_{MLI}	Pas de $2*f_{MLI}$
Défaut transistor	Présence de f_{MLI}	Présence de $2 f_{MLI}$

Tableau 5-21 : Récapitulatif de la présence et de l'absence de raies à la MLI

Après avoir caractérisé les défauts en haute fréquence nous allons nous intéresser à la mise en oeuvre des méthodes utilisant la caractérisation fréquentielle.

V.5 Mise en oeuvre

Dans la partie précédente, nous avons mis en évidence que les défauts affectant l'onduleur et la machine (déséquilibre) se caractérisent par l'apparition de deux raies fixes à la fréquence de MLI et à son double. Il nous faut mettre en oeuvre des méthodes qui permettent de détecter ces raies.

- La première idée consiste à utiliser la transformée de Fourier. Pour obtenir une bonne résolution fréquentielle autour des fréquences considérées afin de discriminer les raies aux fréquences multiples de la MLI des raies latérales, il faut une fenêtre temporelle assez longue correspondant à plusieurs périodes du signal. Ceci introduit donc un retard à la détection de plusieurs périodes.

Afin de limiter le retard à la détection dû à la longueur du temps d'observation, nous allons mettre en oeuvre une méthode d'analyse spectrale utilisant un modèle paramétrique du signal.

- Comme les raies à détecter sont à fréquence fixe (f_{MLI} , $2f_{MLI}$), la deuxième idée consiste à calculer l'énergie du signal sur une plage fréquentielle fixe en se basant sur l'utilisation des techniques de filtrage.

Dans la première partie de ce paragraphe, nous allons donc envisager l'utilisation d'une méthode paramétrique avant de nous consacrer par la suite à l'étude énergétique par des techniques de filtrage.

V.5.1 Méthode Autorégressive

Parmi les méthodes de représentation paramétrique nous avons choisi d'utiliser la méthode la plus connue qui se base sur une modélisation autorégressive du signal (méthode AR) dont nous allons expliciter le principe (Martin 1986).

V.5.1.1 Principe de calcul de la densité spectrale avec un modèle AR

Soit le signal $x(n)$, considéré comme le résultat du filtrage du signal $u(n)$ par un filtre numérique, linéaire, causal, de fonction de transfert $H(z)$ (Figure 5-22).

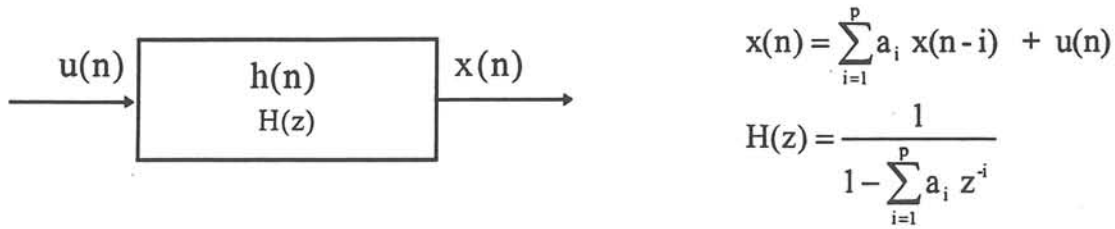


Figure 5-22 : Synoptique du filtrage

Le modèle AR calcule la sortie à l'instant n à partir d'un ensemble fini d'échantillons précédents du signal $(x(n-p), \dots, x(n-1))$ et du bruit $u(n)$.

L'obtention de la densité spectrale S_{xx} avec le modèle autorégressif nécessite de faire l'hypothèse que le bruit $u(n)$ est blanc (bruit centré, non corrélé). Sous ces hypothèses, la densité spectrale du signal s'écrit :

$$S_{xx}(z) = \frac{P_u}{|H(z)|^2} = \frac{P_u}{\left|1 - \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}\right|^2} \quad \text{avec } P_u = |u(n)|^2$$

Avec ce modèle, les coefficients du filtre contiennent ainsi toute l'information spectrale du signal.

Le principe de calcul est le suivant :

- A partir de la connaissance des échantillons $(x(n-p), \dots, x(n-1))$, on cherche les coefficients du filtre a_i qui modélisent le signal en minimisant la puissance d'erreur $P_u = |u(n)|^2$.
- Connaissant les coefficients du filtre a_i , on calcule les pôles de la fonction de transfert $H(z)$ du filtre et la densité spectrale du signal S_{xx} .

Cette méthode d'analyse spectrale a l'avantage d'utiliser moins de points que la transformée de Fourier, du fait qu'une période suffit pour modéliser le signal. Comme l'ordre de l'estimateur est lié au nombre de fréquence calculée, cet estimateur fournit une estimation plus lisse de la densité spectrale du signal. Par contre un inconvénient de la Méthode AR réside dans le fait qu'elle estime mal la puissance associée aux fréquences présentes dans le signal. Si on veut

avoir une estimation de l'amplitude de la fréquence, il faut utiliser la méthode AR pour estimer les fréquences puis utiliser un estimateur de puissance (Méthode de capon) pour estimer les puissances associées à ces fréquences.

V.5.1.2 Mise en oeuvre de la méthode AR

Dans un premier temps, nous avons appliqué la méthode AR au signal expérimental en fonctionnement sain. La figure 5-23 représente le spectre du courant dans la phase A.

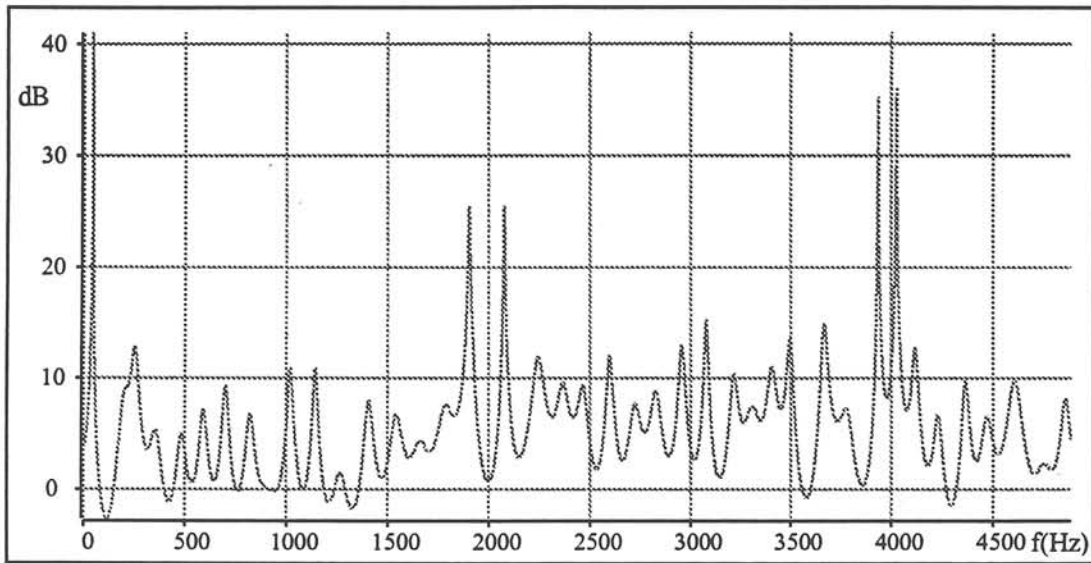


Figure 5-23 : Spectre expérimental (méthode AR)

Le spectre de la figure 5-23 est obtenu pour un ordre d'estimateur égal à 200 et pour 1000 points de mesure (précédemment les FFT étaient réalisées sur 4096 points). Au niveau du spectre on retrouve bien les raies latérales de chaque côté des multiples de la fréquence de la MLI et le fondamental basse fréquence. La densité spectrale est beaucoup plus lisse qu'avec la transformée de Fourier.

Dans cet essai, comme le signal est modélisé sur toute sa plage fréquentielle et comme il est très riche en fréquence, il faut un ordre d'estimateur très élevé (200) ce qui est beaucoup trop grand pour être exploité expérimentalement. Comme on s'intéresse particulièrement aux fréquences f_{MLI} et $2f_{MLI}$, pour diminuer l'ordre de l'estimateur, il faut réduire la bande fréquentielle où le signal est modélisé, ce qui implique un filtrage, décalage et sous échantillonnage.

V.5.1.3 Principe du filtrage, décalage et du sous échantillonnage

Le principe du filtrage avec décalage et sous échantillonnage est représenté à la figure 5-24.

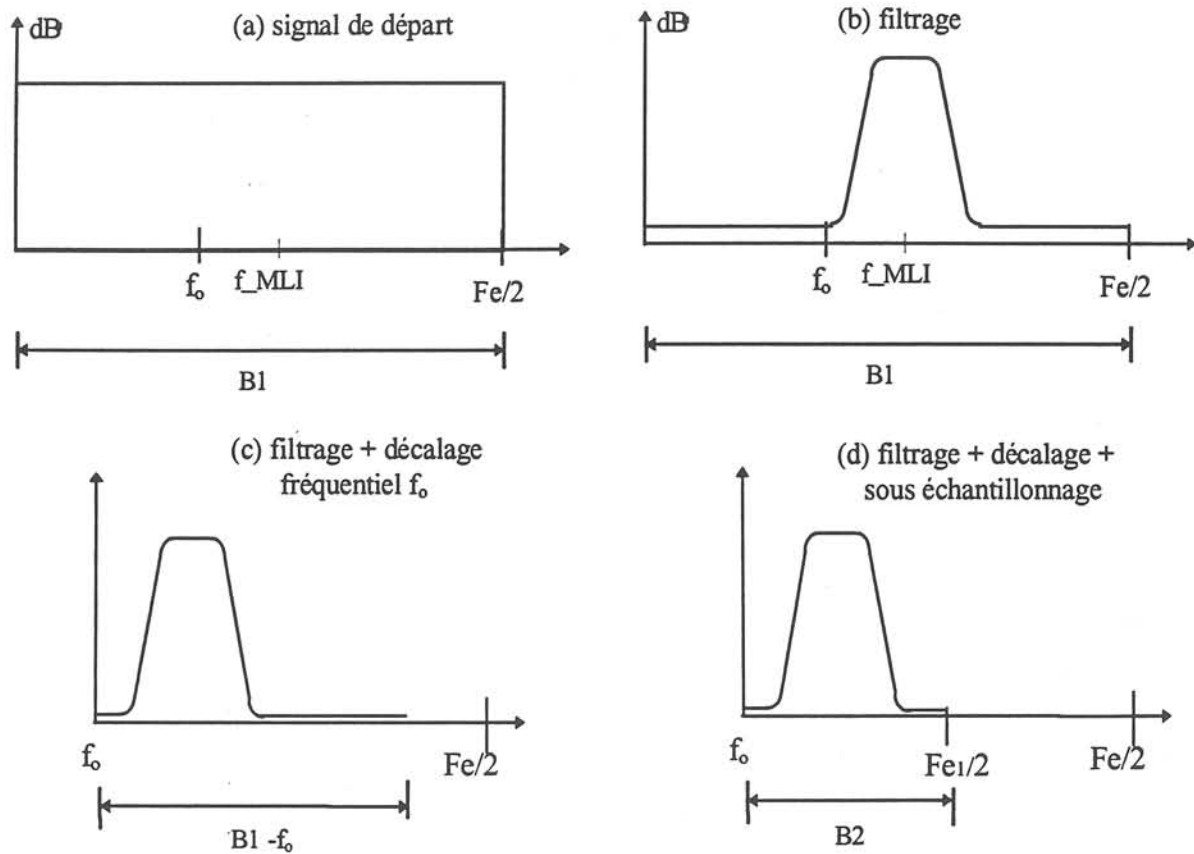


Figure 5-24 : Principe du filtrage et décalage fréquentiel

Après la première étape du filtrage (a), le contenu spectral se situe autour de la fréquence de MLI mais avec une largeur de bande du signal $B1$. Pour diminuer la bande fréquentielle dans laquelle la méthode AR modélise le signal, on effectue un décalage en fréquence de valeur f_0 (c) et un sous échantillonnage à la fréquence $Fe1$ (d), ce qui a pour effet de diminuer la largeur de bande du signal à $B2$.

V.5.1.4 Validation expérimentale

Nous avons appliqué le principe de la méthode AR+filtrage au signal précédent en utilisant un filtre passe bande (bande passante 240Hz) centré sur la fréquence de MLI (1990Hz). Ceci nous donne un décalage fréquentiel $f_0 = 1850\text{Hz}$. La fréquence nulle correspond ainsi à 1850Hz et la fréquence de MLI se trouve à la valeur 140Hz.

La densité spectrale estimée (Figure 5-25) est calculée sur 100 points en utilisant un estimateur d'ordre 20 ($f_s = 44 \text{ Hz}$).

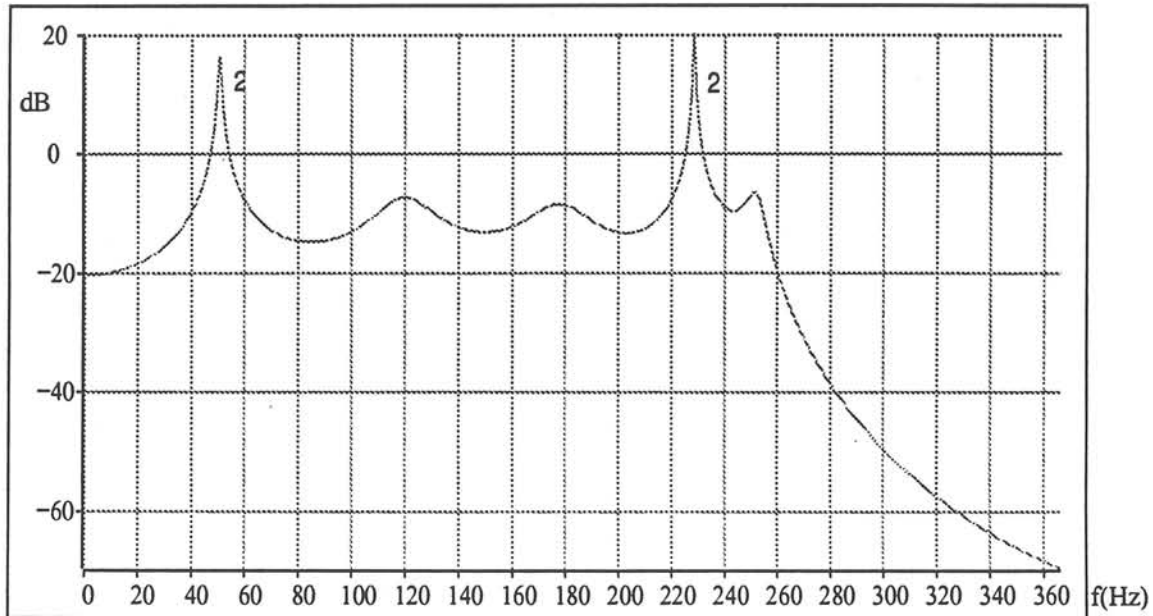


Figure 5-25 : Spectre expérimental, fonctionnement sain (méthode AR et filtrage)

On retrouve les raies caractéristiques aux multiples pairs du fondamental ($f_s=44\text{Hz}$) et pas de raie à la fréquence de la MLI. L'étape de filtrage et de sous échantillonnage a permis de réduire sensiblement l'ordre de l'estimateur, en fonctionnement sain (estimateur d'ordre 20 contre 200 précédemment).

La même procédure d'analyse spectrale est appliquée dans le cas d'un défaut affectant l'onduleur (Figure 5-26).

Pour obtenir un spectre dans lequel on arrive à discerner les raies à la fréquence de la MLI et les raies latérales correspondant aux multiples du fondamental, on est obligé d'augmenter l'ordre de l'estimateur du fait que le signal est beaucoup plus riche en fréquence ($f_s = 44 \text{ Hz}$).

Avec un ordre d'estimateur 40, le spectre calculé sur 100 points donne un résultat correct.

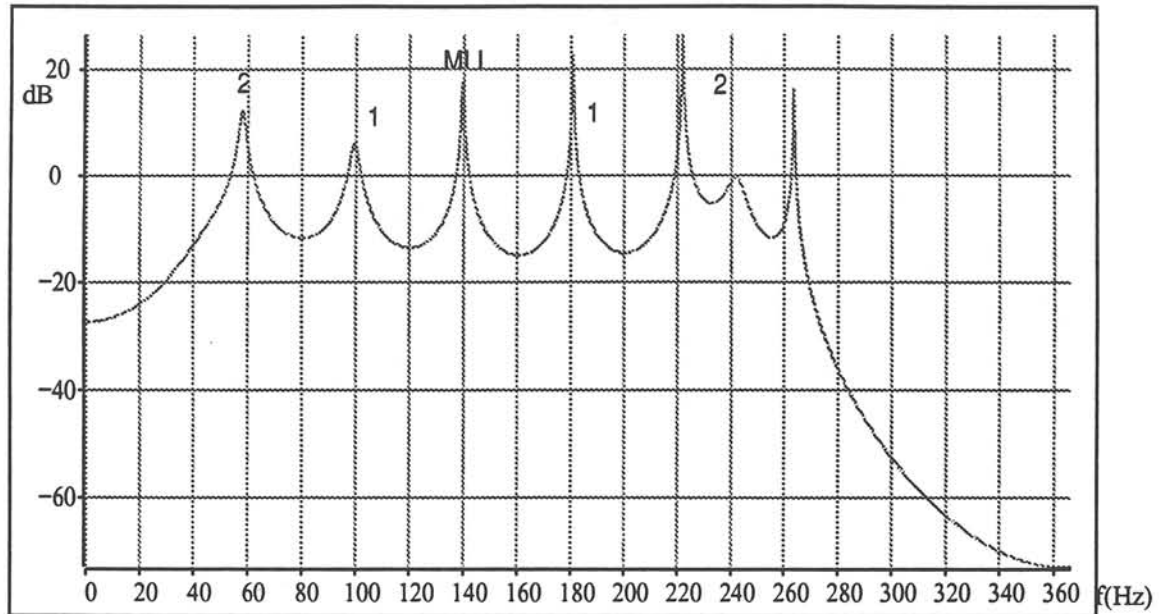


Figure 5-26 : Spectre expérimental, défaut onduleur (méthode AR et filtrage)

V.5.1.5 Conclusion

Conformément à notre attente, la méthode AR nous a permis de diminuer la durée d'observation du signal et de lisser l'estimation de la densité spectrale. La technique de filtrage, de sous-échantillonnage, et de décalage fréquentiel a permis de réduire considérablement l'ordre de l'estimateur.

Par contre comme le signal est beaucoup plus riche en fréquence après l'apparition du défaut, il faut changer l'ordre de l'estimateur après l'occurrence du défaut afin d'obtenir un spectre correct ce qui nécessite une connaissance à priori du défaut.

Toutefois, on peut détecter une rupture dans la puissance d'erreur. En effet en fonctionnement sain, si l'ordre de l'estimateur est bien calculé, la puissance d'erreur est minimale. Lorsqu'un défaut arrive, si on garde le même ordre d'estimateur, comme le signal est beaucoup plus riche en fréquence, le spectre est mal estimé. Ceci se retrouve sur la puissance d'erreur qui augmente, permettant ainsi de déceler un problème.

V.5.2 Caractérisation énergétique

V.5.2.1 Principe

Comme nous cherchons à détecter des fréquences fixes, nous allons calculer l'énergie du signal autour des fréquences recherchées (f_{MLI} , $2f_{MLI}$). L'énergie peut se calculer dans les domaines fréquentiel et temporel :

- Au niveau fréquentiel, il faut au préalable calculer la transformée de Fourier avant de calculer l'énergie dans la bande fréquentielle recherchée. Cette solution n'apporte pas d'avantage particulier du fait qu'il faut calculer une FFT.
- Au niveau temporel, pour calculer l'énergie, il faut filtrer le signal à l'aide d'un filtre passe bande, centré sur les fréquences recherchées et calculer l'énergie à partir du signal filtré. Cette deuxième solution a l'avantage d'être beaucoup plus facile à implanter en temps réel car elle utilise un filtre (analogique, numérique) et le calcul d'une somme pour calculer l'énergie. Le synoptique de cette solution est représenté à la figure 5-27.

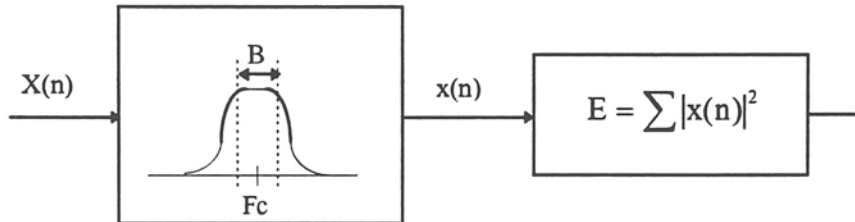


Figure 5-27 : Synoptique du calcul énergétique

V.5.2.2 Validation expérimentale

Tous les essais suivants ont été réalisés à partir des mesures expérimentales des courants absorbés par le moteur.

Dans le premier essai (Figure 5-28), nous avons estimé l'énergie de la phase A autour de la fréquence de MLI avec les méthodes temporelle et fréquentielle pour un défaut affectant l'onduleur ($t_{def} = 250 \text{ ms}$; $f_s = 44 \text{ Hz}$).

Le filtre utilisé est un filtre de Butterworth d'ordre 5 (bande passante 40Hz fréquence centrale 1990 Hz). Les caractéristiques et l'allure du filtre sont présentées en Annexe L.

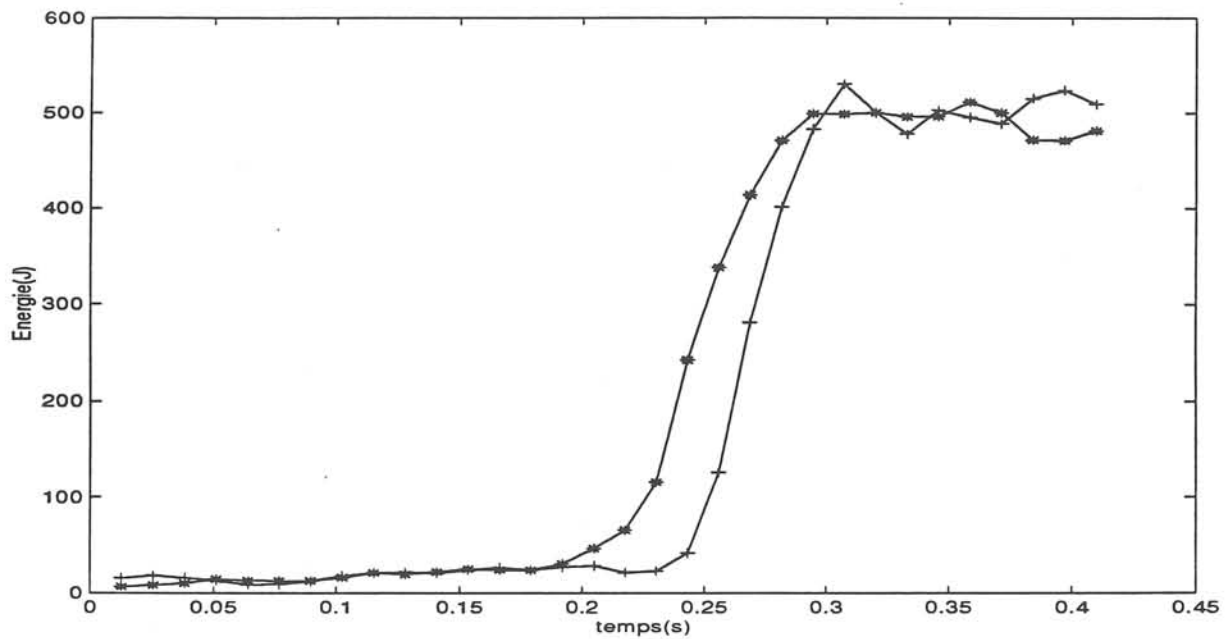


Figure 5-28 : Comparaison entre l'énergie calculée dans les domaines temporel(*) et fréquentiel(+)

Conformément à notre attente les énergies calculées de manière temporelle et fréquentielle ont des niveaux comparables.

Dans la suite, nous utiliserons uniquement le calcul de l'énergie dans le domaine temporel.

En absence de défaut l'énergie est quasiment inexistante. Dès que le défaut arrive, on observe une augmentation considérable de l'énergie due à l'apparition de la raie à la fréquence de MLI.

Pour déterminer le seuil utile à la détection, nous estimons l'énergie avant et après défaut, pour différents points de fonctionnements.

a) Filtre à largeur de bande passante constante

La figure 5-29 représente la variation de l'énergie de la phase A dans la bande de MLI, en fonction de la vitesse, du courant absorbé par la machine, en fonctionnement sain et pour un défaut affectant le bras B de l'onduleur (transistor supérieur ou inférieur).

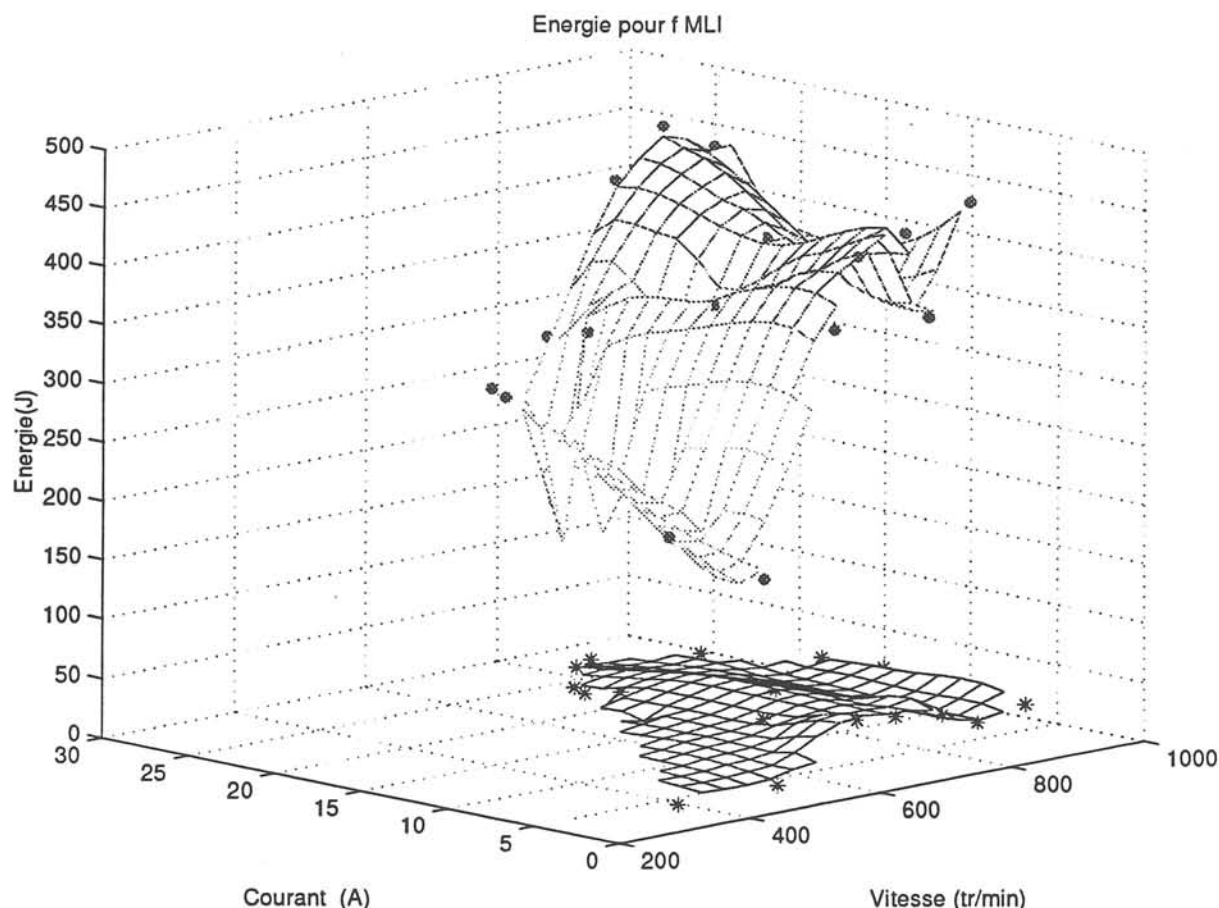


Figure 5-29 : Variation de l'énergie dans la bande de MLI (filtre à B constant)

- En fonctionnement sain (*), l'énergie est très faible et ne varie quasiment pas avec le point de fonctionnement.
- En fonctionnement défectueux (•), l'énergie autour de la fréquence de MLI augmente considérablement et varie avec le point de fonctionnement (l'énergie augmente quand la vitesse et le courant augmentent). Par contre à basse vitesse, on s'aperçoit que l'énergie ne diminue plus mais à tendance à augmenter. Ceci vient du fait que les raies latérales de chaque côté de la fréquence de MLI qui se déplacent avec le fondamental rentrent dans la bande passante du filtre. A basse vitesse on calcule donc l'énergie de la raie à la fréquence de la MLI et des raies latérales.

Dans le cas de la surveillance de la raie au double de la MLI ($2 f_{MLI}$), ce problème est encore accentué (Figure 5-30) car en fonctionnement sain, les raies latérales correspondent à la fréquence fondamentale, ce qui fausse encore plus l'estimation de l'énergie à basse vitesse.

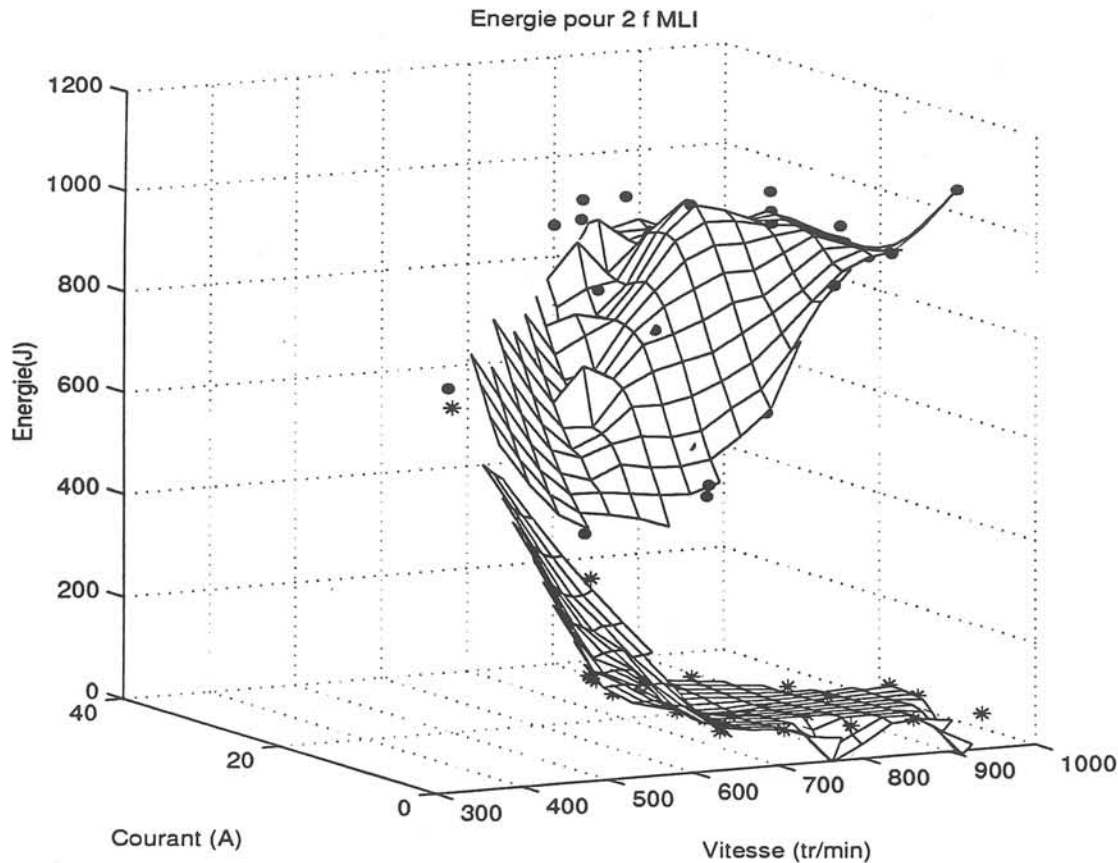


Figure 5-30 : Variation de l'énergie dans la bande de $2f_{MLI}$ (filtre à B constant)

Pour pallier à ce problème il faut soit utiliser un filtre de bande passante plus faible soit modifier la bande passante du filtre en fonction de la fréquence fondamentale (filtre à $Q = \frac{B}{f}$ constant). Nous retiendrons la deuxième solution.

b) filtre à rapport (bande passante ; fréquence fondamentale) constant

Les caractéristiques du filtre utilisé pour calculer l'énergie autour des fréquences f_{MLI} et de $2f_{MLI}$ sont représentées en annexe L. Les figures 5-31 et 5-32 représentent les variations de l'énergie en fonction du point de fonctionnement autour des deux fréquences f_{MLI} et $2f_{MLI}$.

Avec le filtre à Q constant, en fonctionnement sain, l'énergie est quasiment nulle pour les fréquences f_{MLI} et $2f_{MLI}$ sur toute la plage de fréquence

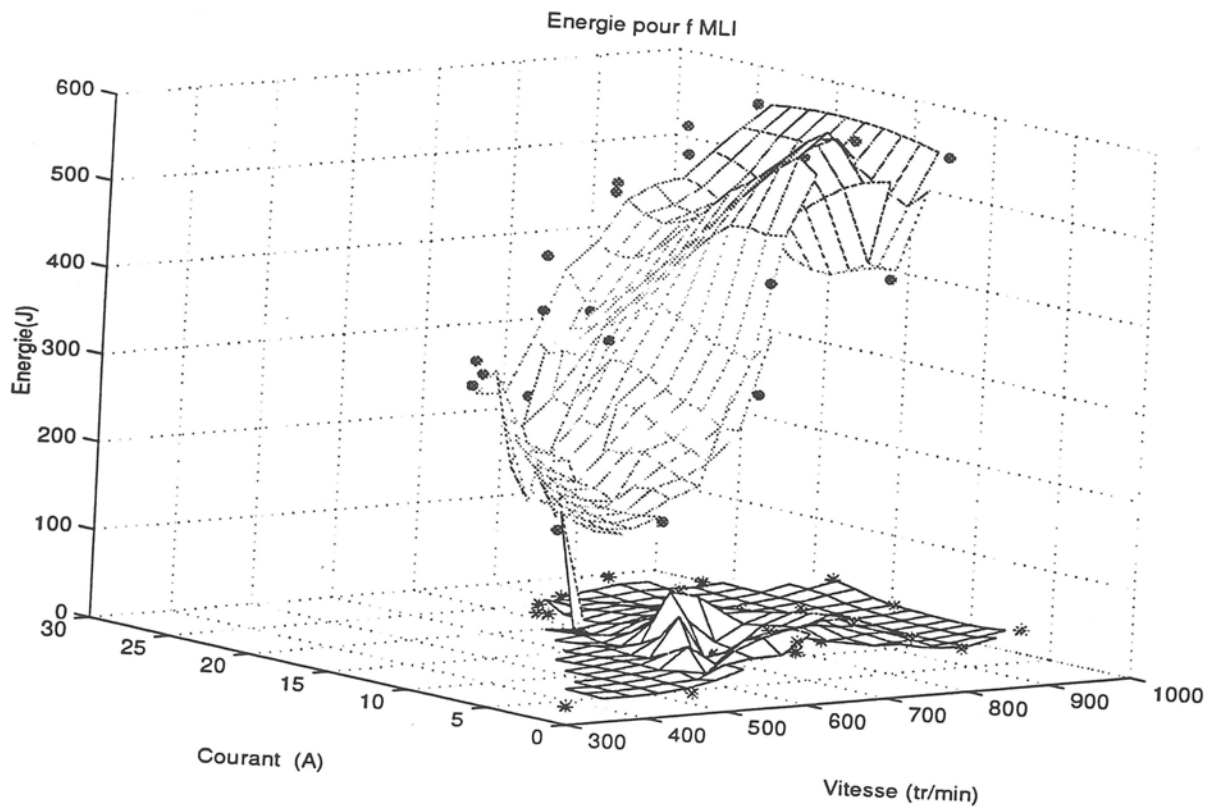


Figure 5-31 : Variation de l'énergie dans la bande de MLI (filtre à Q constant)

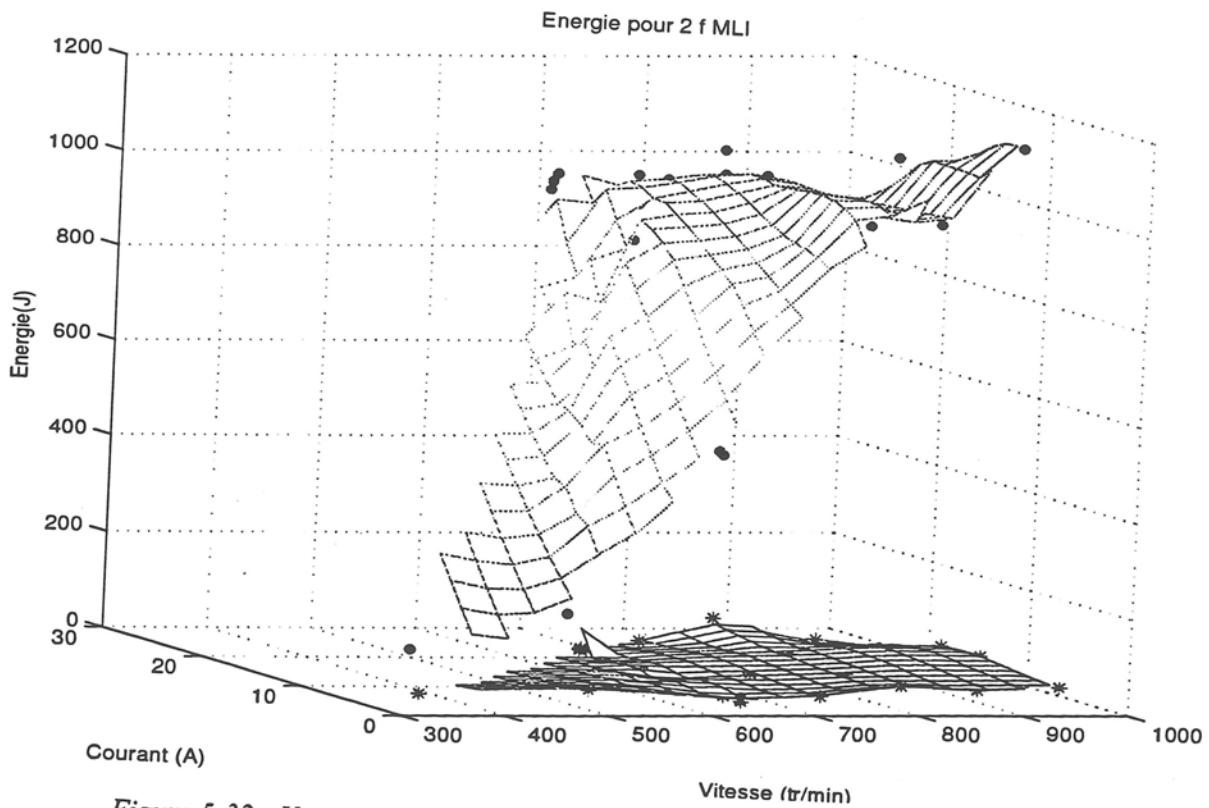


Figure 5-32 : Variation de l'énergie dans la bande de 2_MLI (filtre à Q constant)

En fonctionnement défectueux, l'énergie varie à peu près linéairement avec le point de fonctionnement. Le seuil de détection est ainsi plus facile à choisir avec le filtre à Q constant du fait qu'en fonctionnement sain l'énergie est très faible.

c) Influence de la phase dans le calcul de l'énergie.

Dans les courbes précédentes, nous avons toujours représenté l'énergie de la phase A pour un défaut affectant indifféremment le transistor supérieur ou inférieur du bras B.

Sur le spectrogramme des courants de phase, il est apparu que l'amplitude de la raie à la fréquence de MLI était plus faible pour la phase défectueuse. Nous allons donc observer l'évolution de l'énergie à la fréquence de MLI pour les différentes phases du moteur pour un défaut affectant indifféremment le transistor supérieur ou inférieur du bras B.

La somme de l'énergie des trois phases dans la bande de MLI est représentée à la figure 5-33 en divisant l'énergie par trois pour la ramener à une phase. La figure 5-34 représente l'énergie calculée pour les trois courants de phase dans la bande de MLI.

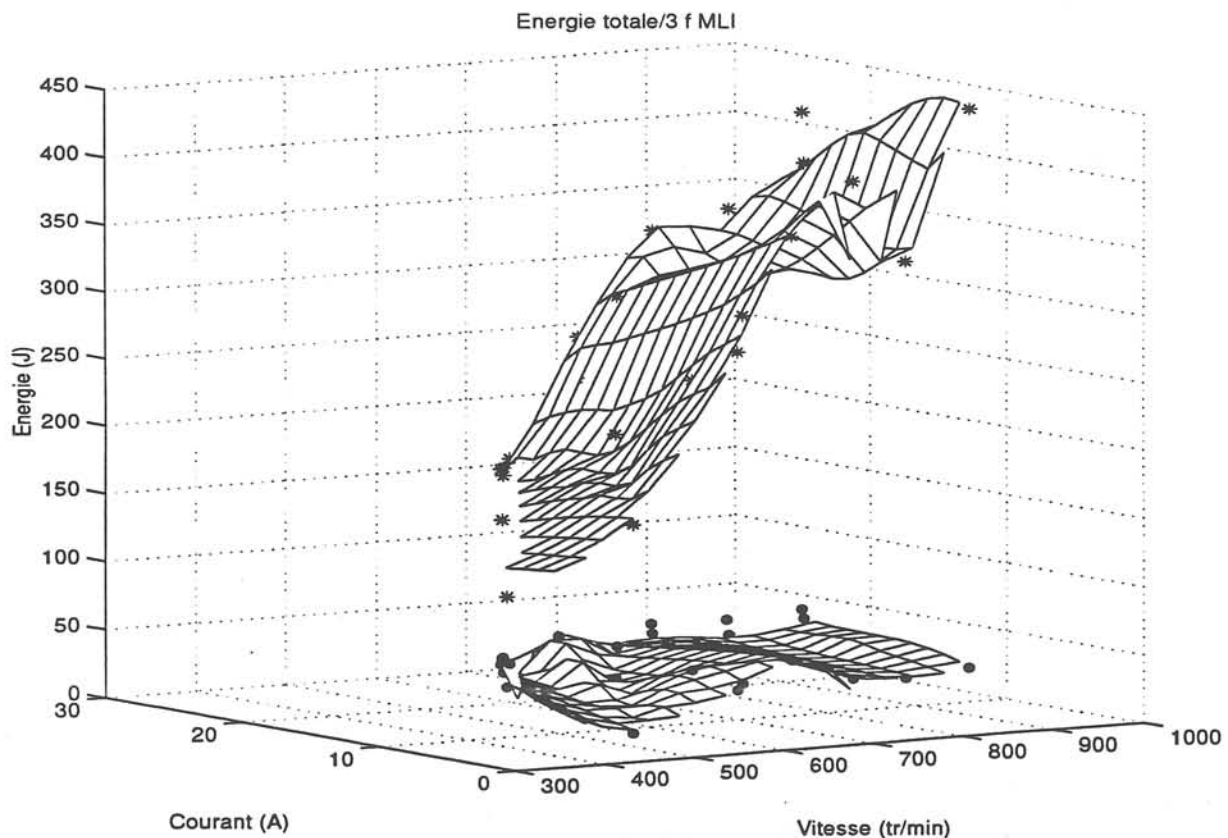


Figure 5-33 : Energie totale des trois phases dans la bande de MLI pour un filtre $Q=0.8$

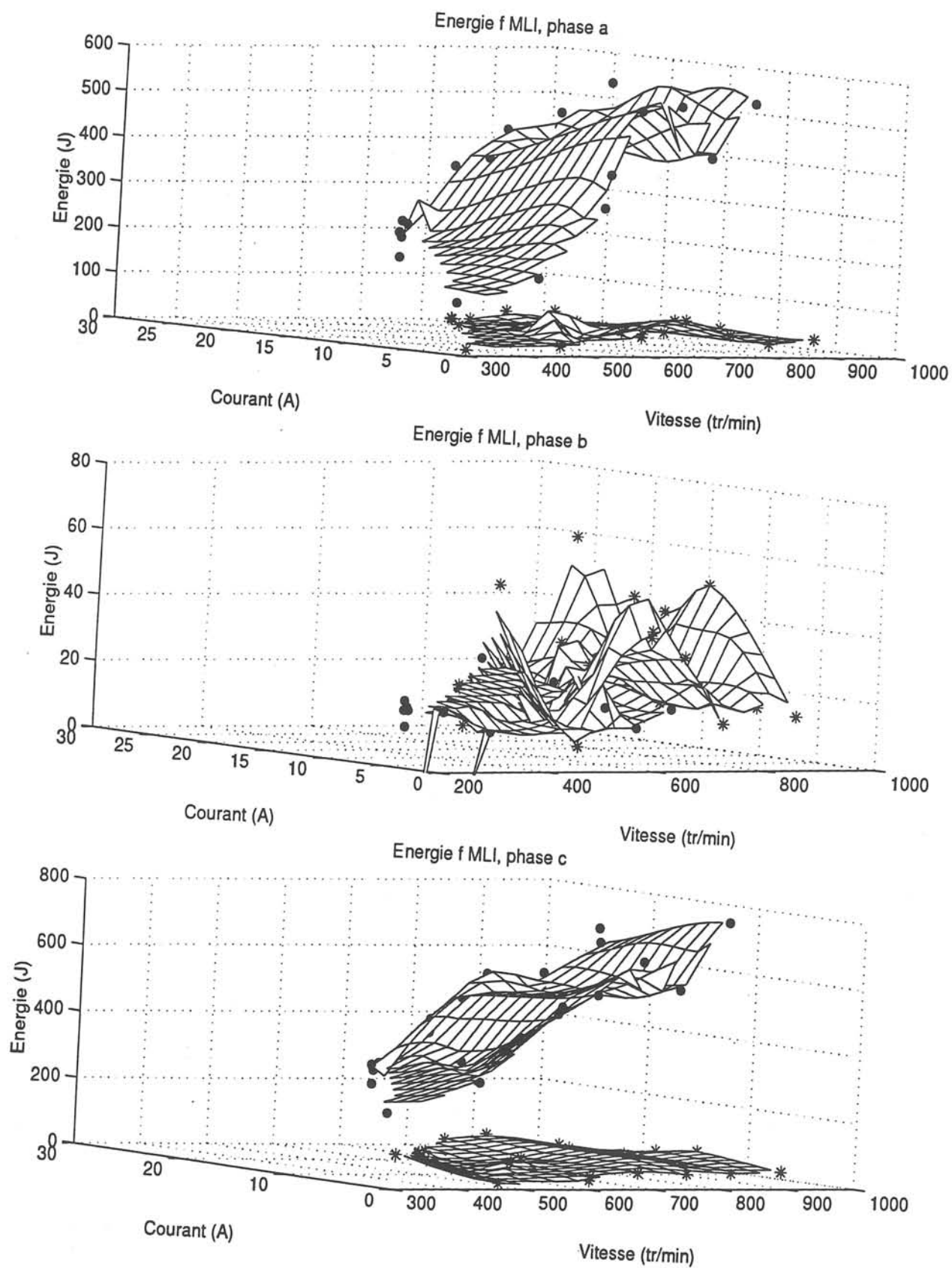


Figure 5-34 : Variation de l'énergie pour les trois phases dans la bande de MLI

On constate que, dans la phase où le transistor est défectueux, l'énergie ne varie quasiment pas entre le fonctionnement sain et le fonctionnement défectueux alors que sur les deux autres phases la variation est considérable. Cette observation peut servir pour localiser le bras en défaut.

La procédure de diagnostic consiste donc à calculer l'énergie totale absorbée par les trois courants de phase pour détecter le défaut, puis localiser le bras défectueux en testant dans quelle phase l'énergie est la plus petite.

On peut cependant détecter le défaut en utilisant uniquement le calcul de l'énergie sur une phase. Pour cela il faut utiliser un filtre de paramètre $Q=2.6$ (Figure 5-35(a)). Pour ce paramètre de filtre, dans le calcul de l'énergie, on inclut les raies latérales aux fréquences fondamentales, ce qui amplifie les effets du défaut par rapport au filtre de paramètre $Q=0.8$ (Figure 5-35(b)) qui calculait uniquement l'énergie dans une bande autour de la MLI.

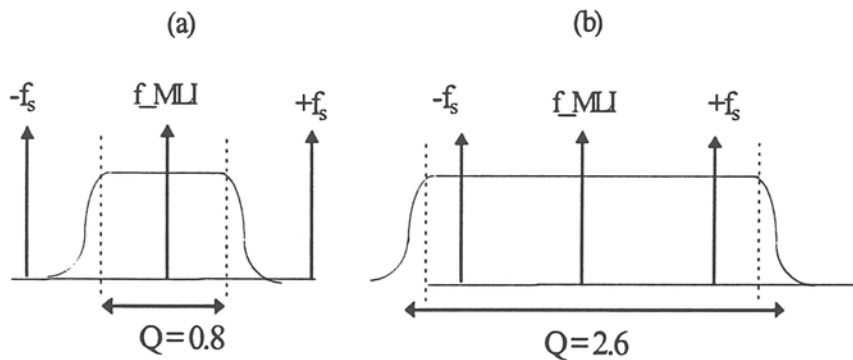


Figure 5-35 : Allure des filtres utilisés en fonction du paramètre Q

La figure 5-36 représente l'énergie des trois phases pour le filtre $Q=2.6$.

Avec le filtre de paramètre $Q=2.6$, on arrive à dissocier les points de fonctionnement du régime sain et du défaut quelle que soit la phase où l'énergie est calculée. Cette approche permet de calculer l'énergie uniquement sur une phase, ce qui diminue le temps de calcul (temps réel) par rapport à la méthode calculant l'énergie dans les trois phases.

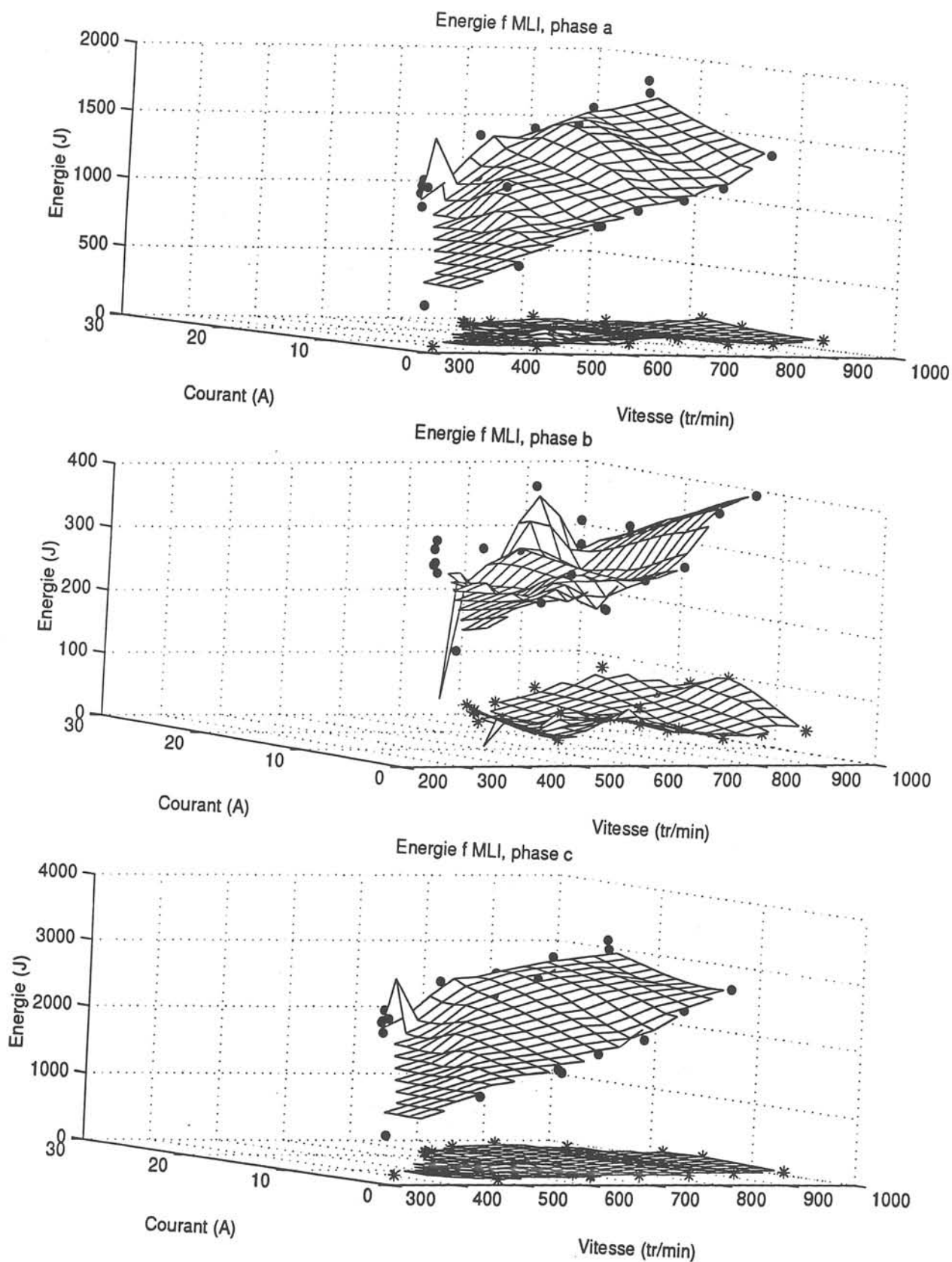


Figure 5-36 : Energie dans la bande de MLI pour un filtre $Q=2.6$

V.5.2.3 Conclusion

Le calcul de l'énergie dans une bande fréquentielle autour de fréquences caractéristiques fixes (f_{MLI} et $2f_{MLI}$) nous a permis de détecter les défauts affectant l'onduleur. Cette méthode utilisant un filtre et une estimation de l'énergie dans le domaine temporel est facile à implanter expérimentalement en temps réel. En utilisant un filtre à largeur de bande adaptée pour détecter le défaut, on peut calculer l'énergie sur une seule phase.

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons poursuivi la caractérisation des défauts dans le domaine fréquentiel en analysant les phénomènes dans le domaine des basses fréquences (fréquence fondamentale) et des hautes fréquences (fréquence de MLI et ses multiples).

La caractérisation basse fréquence a mis en évidence que les défauts onduleurs, capteurs, machine ont des signatures spectrales qui varient avec la vitesse et peuvent être confondues avec les signatures des défauts de l'alimentation continue pour certains points de fonctionnement.

Au niveau du convertisseur statique, nous nous sommes dirigés vers une caractérisation haute fréquence. Comme l'entraînement est utilisé à vitesse variable, du fait de la non stationnarité des signaux, nous avons utilisé une représentation temps-fréquence. Il est apparu très vite que, malgré la non stationnarité des signaux, les fréquences caractéristiques du défaut étaient fixes. Nous nous sommes donc dirigés vers d'autres approches plus simples de mise en oeuvre pour détecter ces fréquences.

Dans un premier temps, nous avons considéré une technique d'estimation paramétrique afin de minimiser la durée d'observation du signal par rapport aux méthodes de Fourier. Cet objectif a été atteint mais, comme le signal est beaucoup plus riche après le défaut, l'ordre de l'estimateur doit être modifié en cours de fonctionnement. Un calcul énergétique par des techniques de filtrage a donc été envisagé. Cette solution, relativement simple à mettre en oeuvre, a été validée expérimentalement et donne de bons résultats.

CONCLUSION

CONCLUSION

Ce travail est une contribution aux recherches menées depuis plusieurs années au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble pour augmenter la disponibilité des dispositifs électrotechniques. Les travaux précédents ont montré les capacités et les limites des méthodes de redondance analytique basées sur les observateurs (Courtine 97, Rostaing 97) lorsqu'elles sont appliquées aux associations convertisseur machine, qui sont des systèmes complexes composés d'éléments de nature très différents et fortement couplés.

Cette thèse avait pour but l'étude et la validation des méthodes utilisant des modèles de connaissance et de signaux.

Dans un premier temps nous nous sommes intéressés aux défauts affectant un convertisseur continu-continu, ce qui permettait, dans la continuité des études précédentes, de traiter un cas simple d'entraînement et de permettre la comparaison des résultats avec ceux obtenus par les méthodes de redondances analytique. La méthode retenue se base sur une analyse de la répercussion des défauts sur les grandeurs accessibles ; elle s'appuie sur le symbolisme des arbres de défaillance. Elle est robuste car elle ne dépend pas de la connaissance des paramètres de modèles et les seuils de détection sont fixes, faciles à choisir ; elle a été validée avec succès sur le dispositif expérimental à courant continu.

La deuxième partie est consacrée à l'étude des défauts affectant un entraînement synchrone. Les études ont porté sur la localisation des défauts sur le convertisseur statique, son alimentation, les capteurs et la machine. Du fait des grandeurs alternatives, l'extension de l'étude précédente au cas du convertisseur continu alternatif ne peut pas être envisagée.

L'expérience acquise préalablement sur la mise en œuvre des méthodes de connaissance sur le banc continu a pu cependant être mise à profit. Nous avons étudié trois méthodes exploitant des symptômes temporels : trajectoire des vecteurs courant et commande, fréquence instantanée, modèle du courant absorbé. Ces méthodes ont toutes été validées expérimentalement. Comme elles reposent sur la connaissance du système physique le résultat n'est pas généralisable à tous les entraînements électriques. En revanche la démarche d'analyse elle-même est valable quel que soit le système.

Une caractérisation dans le domaine fréquentiel des divers défauts affectant l'entraînement synchrone a également été effectuée.

Compte tenu de l'exploitation de l'entraînement à vitesse variable, nous avons utilisé des méthodes adaptées à la caractérisation des signaux non stationnaires. Ces méthodes ont été utilisées dans le domaine des basses fréquences (les fondamentaux et les sous harmoniques) et des hautes fréquences (les fréquences autour de la fréquence de modulation). Pour le convertisseur, il est apparu très vite que malgré la non stationnarité des signaux, on pouvait utiliser d'autres techniques beaucoup plus simples pour la détection.

En revanche les méthodes non stationnaires semblent très intéressantes pour le diagnostic des autres éléments de l'entraînement, en particulier pour les défauts affectant la machine.

Dans ce travail il est apparu que les méthodes se basant sur une bonne connaissance électrotechnique, sont bien adaptées à une localisation des défauts à l'intérieur des sous-ensembles des entraînements électriques.

D'une manière plus générale, il semble illusoire d'utiliser une seule méthode pour réaliser un diagnostic complet. Ainsi, il serait judicieux d'associer les méthodes de diagnostic basées sur les observateurs (Courtine 97) pour réaliser une détection macroscopique et les méthodes de connaissance proposées, qui permettent de lever les restrictions des observateurs pour localiser les défauts dans l'alimentation ou la machine.

Les recherches doivent donc être poursuivies dans cette voie en combinant les différentes méthodes : connaissance, signal, redondance analytique. Pour un diagnostic complet du système, une hiérarchisation du processus de diagnostic doit être envisagée. A chaque niveau et pour chaque sous-ensemble, on peut alors utiliser la méthode de diagnostic la plus performante.

En ce qui concerne l'étude des méthodes elles mêmes, des voies de recherche existent dans le domaine des méthodes de classification, les capacités d'apprentissage des réseaux neuronaux peuvent notamment s'y révéler très intéressantes.

Enfin, on pourra également s'attacher à définir des stratégies de reconfiguration, de marche dégradée ou d'arrêt en tenant compte des défauts détectés et localisés.

ANNEXES

ANNEXE A : Valeurs nominales des paramètres du banc d'essai continu

SOURCE :

Tension maximale de l'alimentation triphasée : 66.5 V

Valeur moyenne de la tension redressée : 114V

FILTRE D'ENTREE :

$$L1 = 1.2642 \text{ mH}$$

$$R1 = 0.375 \Omega$$

$$C = 1500 \mu\text{F}$$

$$R_p = 10 \Omega$$

$$U_b = 160\text{V}$$

$$U_b = 150\text{V}$$

HACHEUR : hacheur double modulation ou simple modulation.

MLI : porteuse triangulaire de fréquence : $f_{MLI} = 7.843 \text{ kHz}$. Période : $T_{MLI} = 127.5e - 6 \text{ s}$.

MOTEUR :

$$R = 1.15 \Omega$$

$$L = 1.264 \text{ mH}$$

$$k = 0.216$$

$$J = 2.267e - 3$$

$$f = 7.5e - 3$$

CORRECTEUR DE COURANT :

$$k_{p1} = 0.0095$$

$$k_{i1} = 8.47$$

Les paramètres du correcteur numérique de courant sont obtenus en discrétisant le transfert du correcteur continu $kp_I + \frac{ki_I}{s}$, selon une méthode de discrétisation de type trapézoïdale (Tustins), à la période de régulation

$$T_{PI} = 3 \times T_{MLI} = 382.5e - 6 \text{ s.}$$

Le transfert du correcteur discret est de la forme $k_I \frac{z - z_I}{z - 1}$, avec :

$$k_I = \frac{ki_I T_{PI} + 2kp_I}{2}$$

$$z_I = \frac{2kp_I - ki_I T_{PI}}{2kp_I + ki_I T_{PI}}$$

ANNEXE B : Valeurs nominales des paramètres du banc d'essai synchrone

SOURCE :

Tension maximale de l'alimentation triphasée : $127 \sqrt{2}$ V

Valeur moyenne de la tension redressée : 311 V

FILTRE D'ENTREE :

$L_1 = 2$ mH

$R_1 = 0.12 \Omega$

$C = 1000 \mu\text{F}$

$R_p = 20 \Omega$

$U_h = 390\text{V}$

$U_b = 370\text{V}$

ONDULEUR : Onduleur de tension à technologie IGBT avec une MLI intersective de fréquence variant entre 2 et 20Khz.

MOTEUR :

$R_s = 0.3 \Omega$

$L_s = 5$ mH

$k = 0.1625$

$J = 6e - 3$

$f = 3.2e - 3$

CORRECTEUR DE COURANT : (PI+filtre) : $K(s) = \text{Gain} * \frac{\text{Zéro} + s}{\text{Pole} + s}$

$\text{Pole} = 6.17e - 3$

$\text{Zéro} = 4.7e - 4$

Gain = 45.45

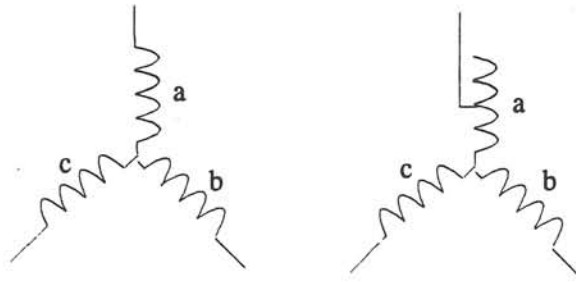
CORRECTEUR DE VITESSE: (PI)

$k_{p_v} = 0.021$

$k_{i_v} = 4.818$

ANNEXE C : Modélisation du déséquilibre machine

Pour créer un déséquilibre machine sur le banc expérimental, nous disposons de points intermédiaires sur les enroulements de la machine permettant ainsi de réduire de 12.5% ou 25% la longueur du bobinage. En simulation, nous considérons le même cas en alimentant qu'une seule partie de l'enroulement statorique d'une phase de la machine. Ce défaut modifie la symétrie de la machine en modifiant la résistance, l'inductance, le coefficient de vitesse K et les mutuelles entre phases.



Le défaut se situera sur l'enroulement de la phase a. Soit m le pourcentage de spire alimentée ($m=1 \Rightarrow$ pas de défaut, $m=0.5 \Rightarrow$ la moitié du bobinage de la phase a est alimentée). Pour simuler ce défaut nous allons considérer le modèle linéaire complet d'une machine isotrope.

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M_{ab} \frac{di_b}{dt} + M_{ac} \frac{di_c}{dt} + E_a$$

$$V_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + M_{ba} \frac{di_a}{dt} + M_{bc} \frac{di_c}{dt} + E_b$$

$$V_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + M_{ca} \frac{di_a}{dt} + M_{cb} \frac{di_b}{dt} + E_c$$

Les résistances, les inductances, les mutuelles et les forces contre-électromotrices sont calculées à partir de la résistance statorique R_s , de l'inductance cyclique L_s , du coefficient de vitesse K et du rapport m par :

$$R_a = R_s * m ; R_b = R_c = R_s$$

$$L_a = \frac{2}{3} L_s * m^2 ; L_b = L_c = \frac{2}{3} L_s$$

$$M_{ab} = -\frac{1}{3} L_s * m ; M_{bc} = -\frac{1}{3} L_s ; M_{ca} = -\frac{1}{3} L_s * m$$

$$E_a = K \omega \sin(\theta) * m ; E_b = K \omega \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) ; E_c = K \omega \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

Pour éviter de calculer la tension par rapport au neutre nous allons résoudre le système d'équations suivant qui utilise les tensions entre phases.

$$\begin{aligned}
 U_{ab} &= R_a i_a - R_b i_b + (L_a - M_{ca} - M_{ab} + M_{bc}) \frac{di_a}{dt} + (M_{ab} - M_{ca} - L_b + M_{bc}) \frac{di_b}{dt} + E_a - E_b \\
 U_{bc} &= R_c i_a + (R_b + R_c) i_b + (L_b - 2 * M_{bc} + L_c) \frac{di_b}{dt} + (M_{ab} - M_{bc} + L_c - M_{ca}) \frac{di_a}{dt} + E_b - E_c \\
 U_{ca} &= -R_c i_b - (R_c + R_a) i_a + (2 * M_{ac} - L_c - L_a) \frac{di_a}{dt} + (M_{bc} - M_{ab} - L_c + M_{ca}) \frac{di_b}{dt} + E_c - E_a
 \end{aligned}$$

La Figure C-1 représente les résultats de simulation du défaut de déséquilibre sur une partie des enroulements de la phase a avec une variation linéaire du nombre de spire ouverte (rapport m) à partir de 0.15s. Dans cet essai le moteur est alimenté directement en tension sinusoïdale de fréquence 50Hz sans régulation.

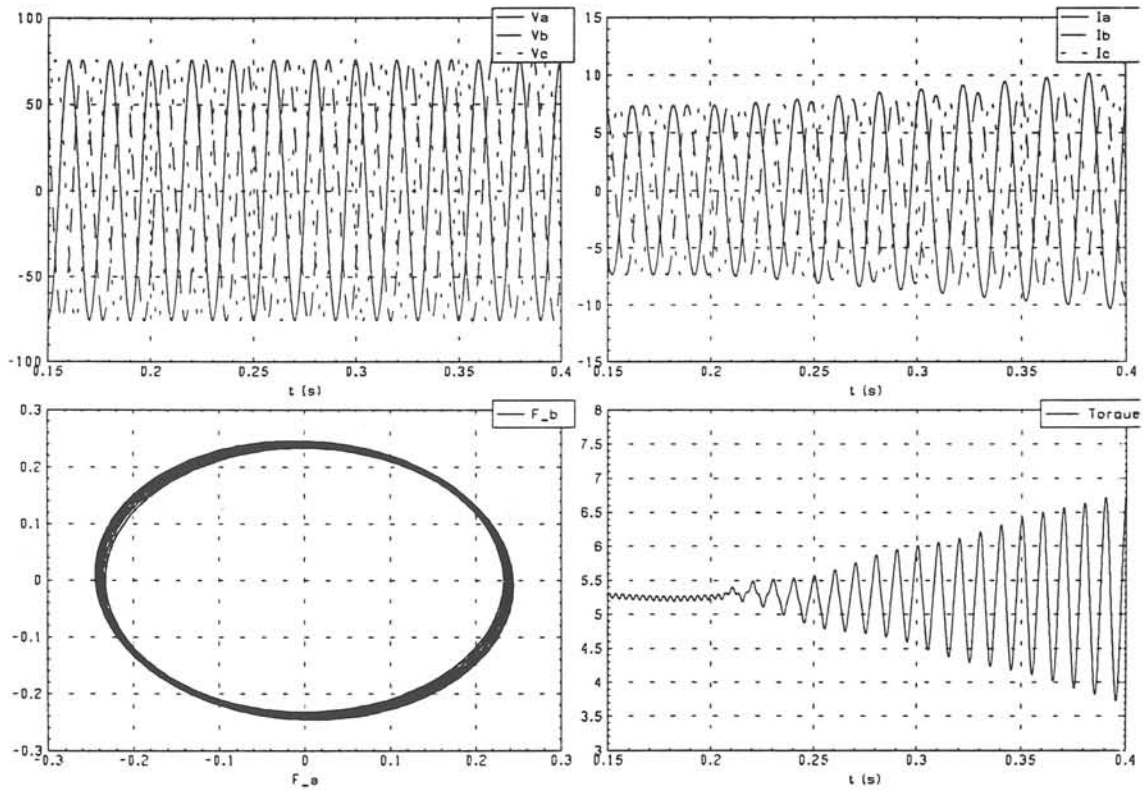


Figure C-1: Défaut sur une partie des enroulements de la phase à $t=0.15s$

Lorsque le défaut arrive, on observe la dissymétrie des courants de phase et une augmentation du courant dans la phase défectueuse provenant de la baisse de l'impédance de la machine pour cette phase. Cette dissymétrie des courants entraîne des oscillations de couple à deux fois la fréquence d'alimentation. Lors du défaut, la trajectoire du vecteur flux statorique dans le moteur se déforme légèrement du fait de la déformation des courants statoriques.

La dissymétrie de la machine se traduit par l'apparition d'une composante inverse qui vient s'ajouter à la composante directe du courant. Pour calculer la composante inverse, on utilise la transformée de Fortescue qui transforme un système triphasé (i_a, i_b, i_c) en un système de trois composantes : homopolaire (h), directe (d), inverse (i).

$$\bar{i}_h = \bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c$$

$$\bar{i}_d = \bar{i}_a + k \bar{i}_b + k^2 \bar{i}_c \quad \text{avec } k = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\bar{i}_i = \bar{i}_a + k^2 \bar{i}_b + k \bar{i}_c$$

La transformée de Fortescue nécessitant de connaître le signal complexe, ce signal complexe ou analytique sera calculé à partir du signal réel soit :

- par la transformée de Hilbert qui fournit la partie imaginaire du signal $x(t)$. Le signal analytique est alors défini par:

$$X_a(t) = x(t) + j \text{Hibert}(x(t))$$

- par une autre méthode qui consiste à calculer la FFT du signal $x(t)$, d'annuler les fréquences négatives, de multiplier par deux les fréquences positives et de calculer la FFT inverse ce qui donne directement le signal analytique de $x(t)$.

La figure C-2 représentent les composantes inverse et direct du courant ainsi que la variation du rapport m et le tau de composante inverse par rapport au tau de composante direct.

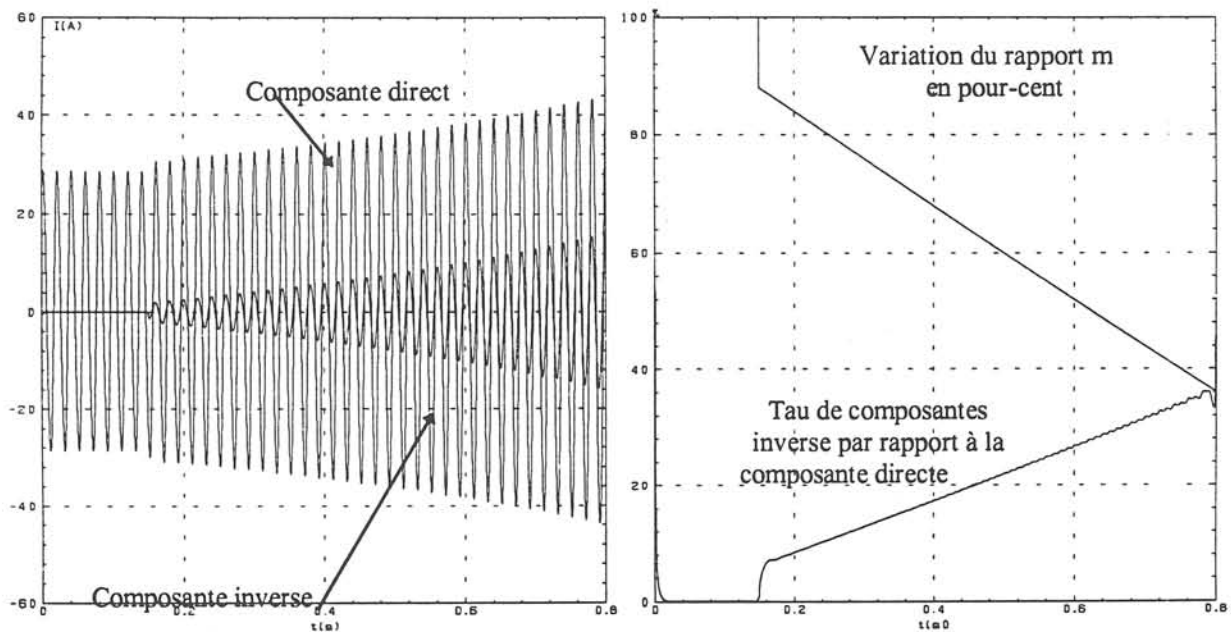


Figure C-2 : Composante du courant en fonction du tau de déséquilibre dans la machine

ANNEXE D : Défaut de fermeture en double MLI

Les caractéristiques de la double MLI sont que :

- les phases de roue libre sont des séquences de conduction du fonctionnement sain,
- à faible référence de courant, le courant moteur est discontinu.

Ces deux faits précédents qui étaient utiles lors de la détermination des symptômes en simple MLI, ne pourront plus être utilisés en double MLI.

a) Fonctionnement moteur

On suppose que le courant est toujours positif en fonctionnement sain, la grandeur de commande β est positive et les phases normales de conduction sont alternativement :

- T1 T3 : croissance du courant , $U \cong U_c$,
- T1 D2 : décroissance du courant, $U \cong 0$.
- T1 T3 : croissance du courant , $U \cong U_c$
- T3 D4 : décroissance du courant, $U \cong 0$

La tension moyenne aux bornes de la machine est égale à $\beta U_c - \Delta u$ où Δu est la chute de tension aux bornes des composants.

Lorsque le transistor T1 se bloque, la phase de conduction T1T3 est remplacée par une phase de roue libre D4 T3 (schéma Figure D-1). La tension moyenne est distincte de son modèle moyen de $\beta U_c - \Delta u$. Les conséquences du blocage sont illustrées par la Figure D-2.

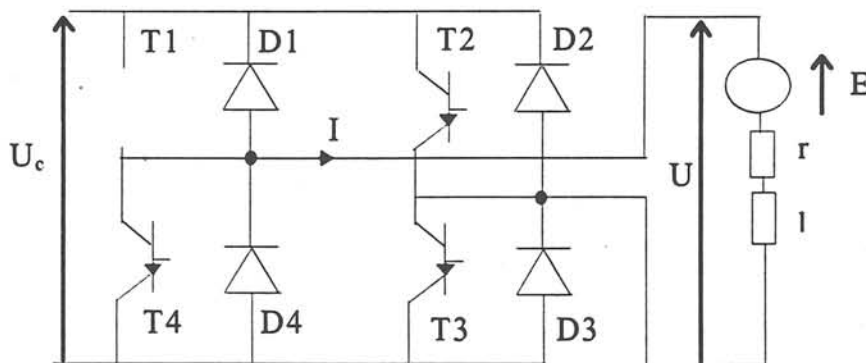


Figure D-1 : Schéma lors du blocage de T1 en mode moteur

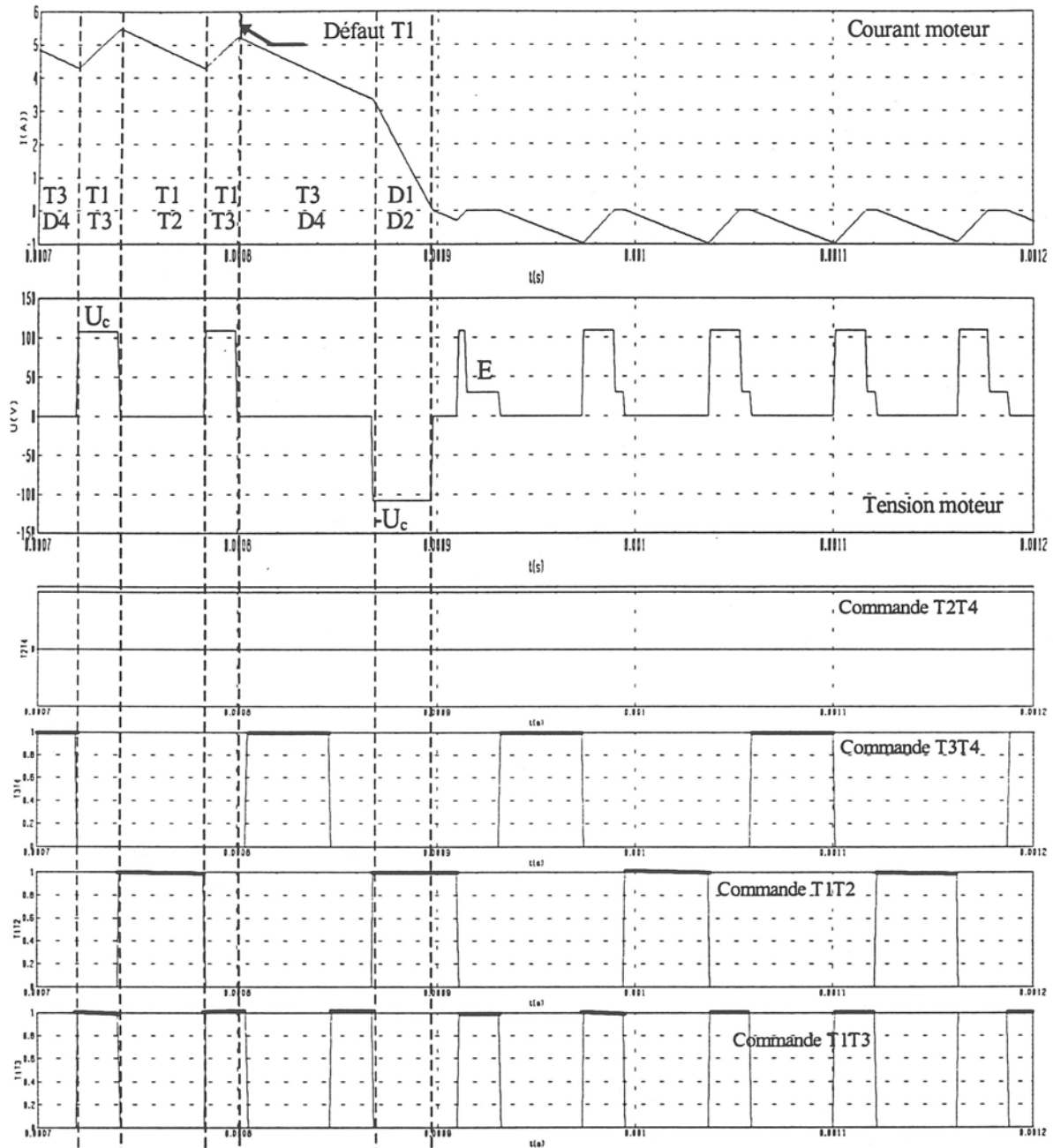


Figure D-2 : Défaut T1 ouvert, mode moteur (Double MLI) mode moteur

Comme la force contre-électromotrice est positive, le courant dans la phase de roue libre va diminuer au lieu d'augmenter. Le courant décroît pendant la phase suivante T3D4, il décroît également pendant la phase de commande suivante T1D2 qui donne la séquence de conduction D1D2. La perte de la séquence de conduction T1T3 provoque ainsi une chute et une inversion du courant. Le correcteur tente de compenser cette décroissance continue du courant en augmentant la grandeur de commande β , mais sans effet. Une fois qu'il s'est annulé, le courant ne peut plus redevenir positif (fem négative). La valeur de la commande β arrive en butée positive ce qui conduit à une annulation totale du courant.

On établit ainsi une liste de symptômes caractéristiques de ce défaut en valeur instantanée et en valeur moyenne.

Symptômes instantanés :

Ce défaut se manifeste en valeur instantanée par le fait qu'il y a un transitoire où le moteur est connecté au bus négatif alors que la référence de courant et la commande sont positive.

$$(U = -U_c \neq 0 ; \beta > 0 ; I_{ref} > 0)$$

Symptômes moyens :

En double modulation, le comportement moyen du système est exactement le même qu'en simple modulation.

On constate que pour une référence de courant positive, on obtient une tension moyenne positive, la sortie de la commande positive avec un courant moteur moyen négatif ou nul ainsi que la tension moyenne différente de son modèle moyen (βU_c). Les symptômes représentatifs de ce défaut sont :

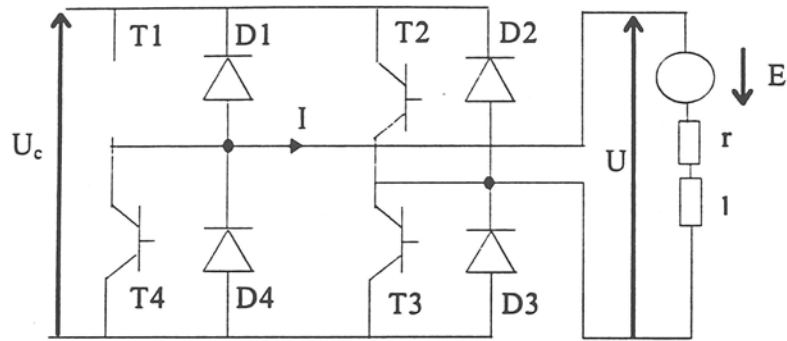
$$I_{ref} \geq 0 ; U_{moy} \neq \beta U_c ; U_{moy} \geq 0 ; \beta \geq 0 ; I_{moy} \leq 0$$

b) Fonctionnement en mode générateur

En supposant un courant positif en fonctionnement sain, la grandeur de commande β est négative et les phases normales de conduction sont alternativement :

- D2 D4 : décroissance du courant , $U \cong -U_c$,
- T1 D2 : croissance du courant, $U \cong 0$.
- D2 D4 : décroissance du courant , $U \cong -U_c$,
- T3 D4 : décroissance du courant, $U \cong 0$

Lorsque le transistor T1(schéma Figure D-3) se bloque, la phase de conduction T1D2 (roue libre avec croissance du courant) est remplacée par la phase D2D4 décroissance du courant. Les conséquences du blocage sont illustrées par la Figure D-4.



FigureD-3 : Schéma lors du blocage de T1 en mode générateur

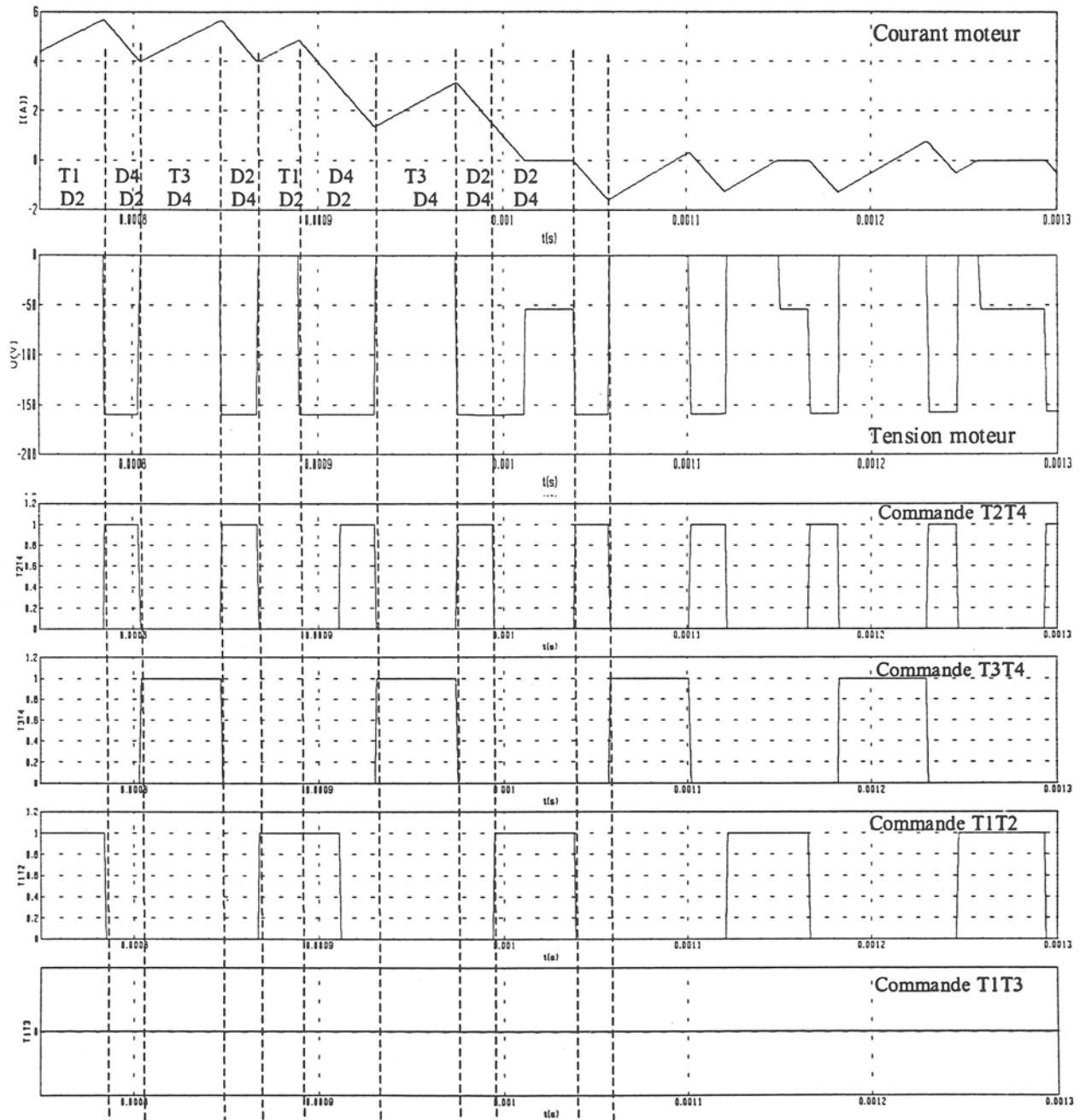


Figure D-4 : Défaut T1 ouvert , mode générateur (Double MLI)

En mode freinage (le moteur est générateur), la phase T1D2 de croissance du courant est ainsi remplacée par une phase de décroissance du courant D2D4. Le courant décroît ensuite pendant la phase suivante D2D4. Il croît de nouveau pendant la phase de roue libre T3D4 puis décroît et s'annule. Pour résumé, après le défaut dans une période de MLI on a 1 séquence de croissance du courant et 3 séquences de décroissance contre 2 phases croissantes et 2 décroissantes avant le défaut.

La perte de la séquence de conduction T1D2 provoque ainsi une chute et une inversion du courant moyen. Le correcteur tente de compenser cette décroissance du courant moyen en augmentant la grandeur de commande β . Comme la durée de la séquence de croissance du courant T3D4 augmente avec la valeur de la commande β , à terme le courant se trouve à nouveau régulé autour de sa référence.

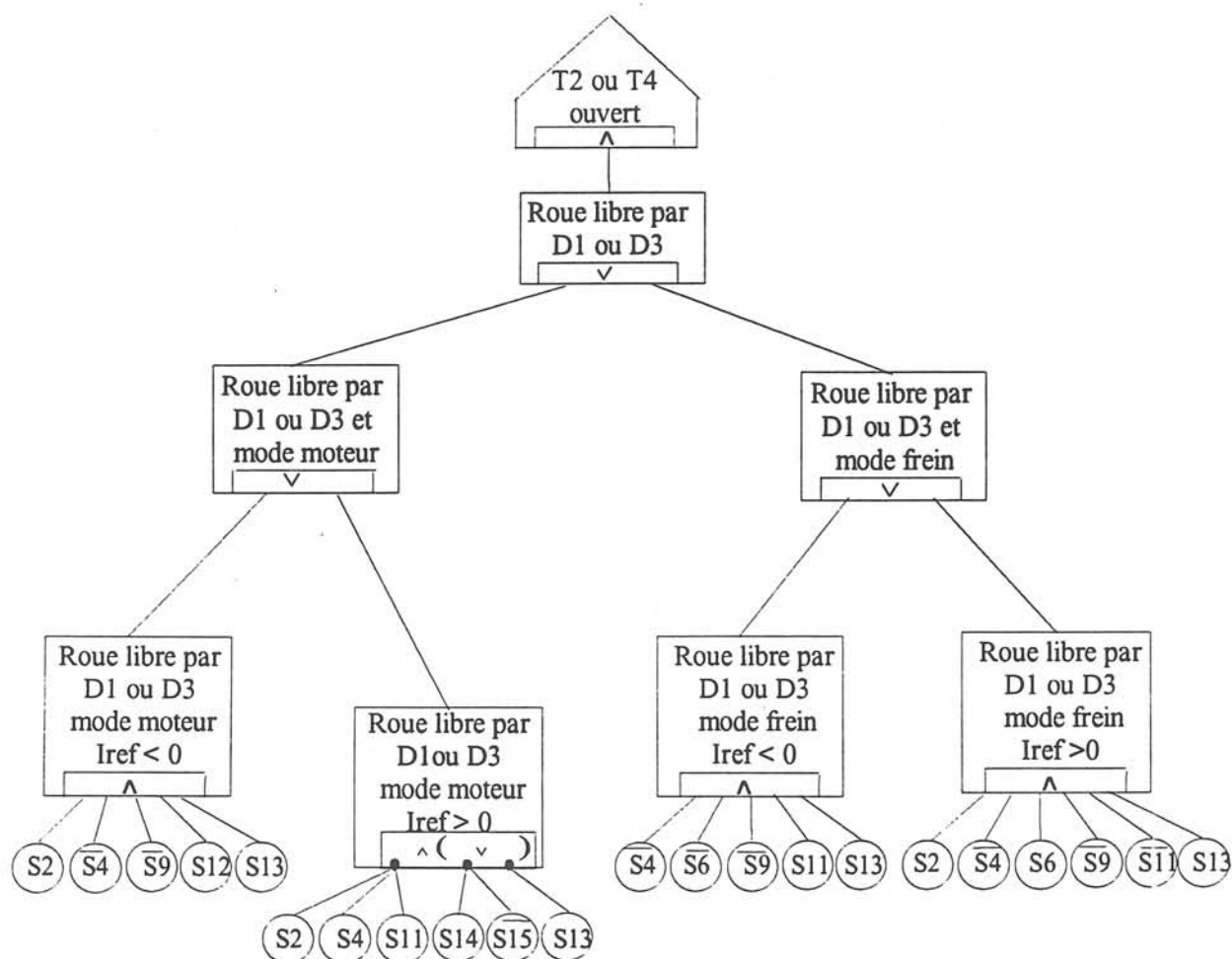
Pour le fonctionnement en mode générateur nous n'avons pas de symptôme instantané.

Les Symptômes moyens sont les suivants :

On constate que pour une référence de courant positive, on obtient, une tension moyenne négative, la sortie de la commande positive avec un mode freinage et la tension moyenne différente de son modèle moyen (βU_c). Les symptômes représentatifs de ce défaut sont :

$$I_{ref} \geq 0 ; U_{moy} \neq \beta U_c ; U_{moy} \leq 0 ; \beta \geq 0 ; U_c \geq U_b$$

ANNEXE E : Arbres de défaillance T2 ou T4 ouvert



Symptômes moyens:

- | | |
|--|---|
| S1 : $I_{\text{moy}} \leq 0$ | S11: $U_{\text{moy}} \geq 0$ |
| S2 : $I_{\text{moy}} \geq 0$ | S12: $U_{\text{moy}} \leq 0$ |
| S3 : $ I_{\text{moy}} > I_{\text{max}}$ | S13: $U_{\text{moy}} \neq \beta U_c \pm \Delta u$ |
| S4 : $I_{\text{ref}} \geq 0$ | S14: $U_{\text{moy}} I_{\text{moy}} \geq 0$ |
| S6 : $U_c < U_b$ | S15: $\beta I_{\text{ref}} \geq 0$ |
| S9 : $\beta > 0$ | |

ANNEXE F : Prise en compte des commandes des transistors

Pour lever les indéterminations liées au fait que certains défauts ont les mêmes symptômes caractéristiques, on prend en compte les ordres de commande des transistors.

a) Simple MLI

En simple MLI nous obtenons alors l'arbre suivant (Figure F-1) :

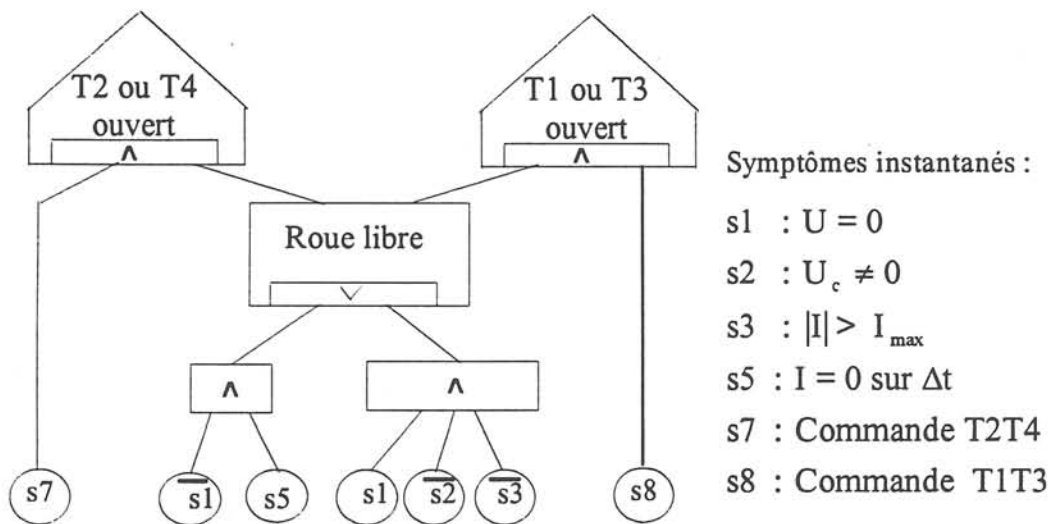


Figure F-1 : Arbre de défaillance construit sur les symptômes instantanés (Simple MLI)

b) En double MLI

En double MLI pour les cas où il n'y avait pas de symptôme, la prise en compte des commandes des transistors permet d'obtenir des symptômes caractéristiques. Prenons l'exemple du fonctionnement moteur annexe D. Lorsqu'on commande les transistors T1T3 le courant moteur croît, ce qui fait que l'on ne doit pas avoir de phase de roue libre ou de phase à courant moteur nul durant cette séquence de commande. Si on trouve ce cas de fonctionnement (Figure D-2) c'est qu'il y a un défaut sur le transistor T1 ou T3. Avec le même raisonnement on en déduit les arbres instantanés (Figure F-2).

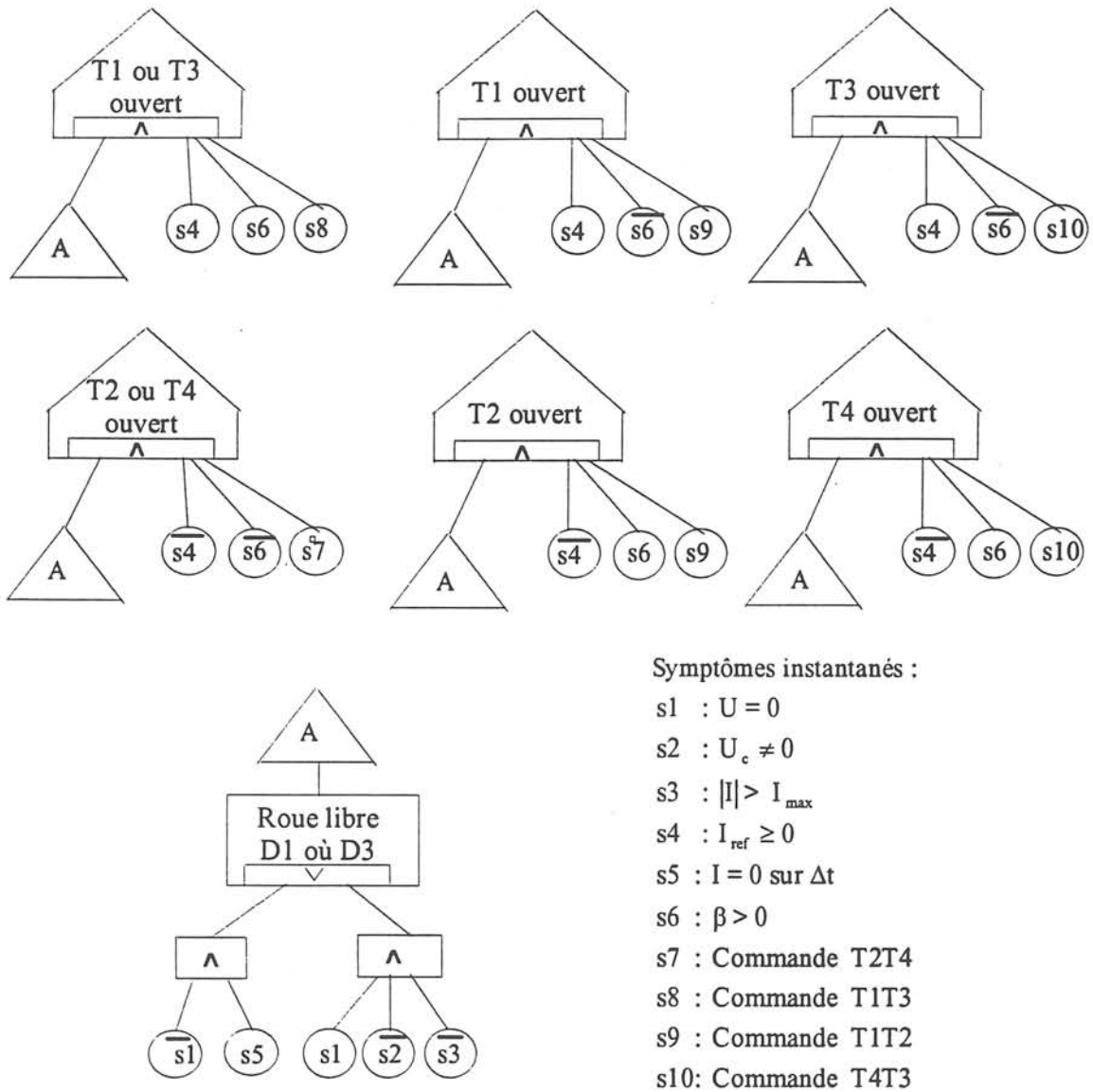


Figure F-2 : Arbre de défaillance construit sur les symptômes instantanés (Double MLI)

ANNEXE G : Résultats expérimentaux ; Double MLI

a) Fonctionnement moteur

Le premier essai Figure G-1 correspond à un défaut de fermeture du transistor T1 ($t_{\text{def}}=46\text{ms}$, $D_{\text{def}}=60\text{ms}$).

Dès l'apparition du défaut, le courant dans la machine chute et devient négatif alors que sa référence est positive. La sortie du correcteur de courant, β , augmente pour essayer de compenser cette baisse du courant. Le comportement moyen du banc avec le hacheur commandé en double modulation est le même que pour la commande en simple modulation. Lorsque tous les symptômes moyens sont présents le défaut est diagnostiqué.

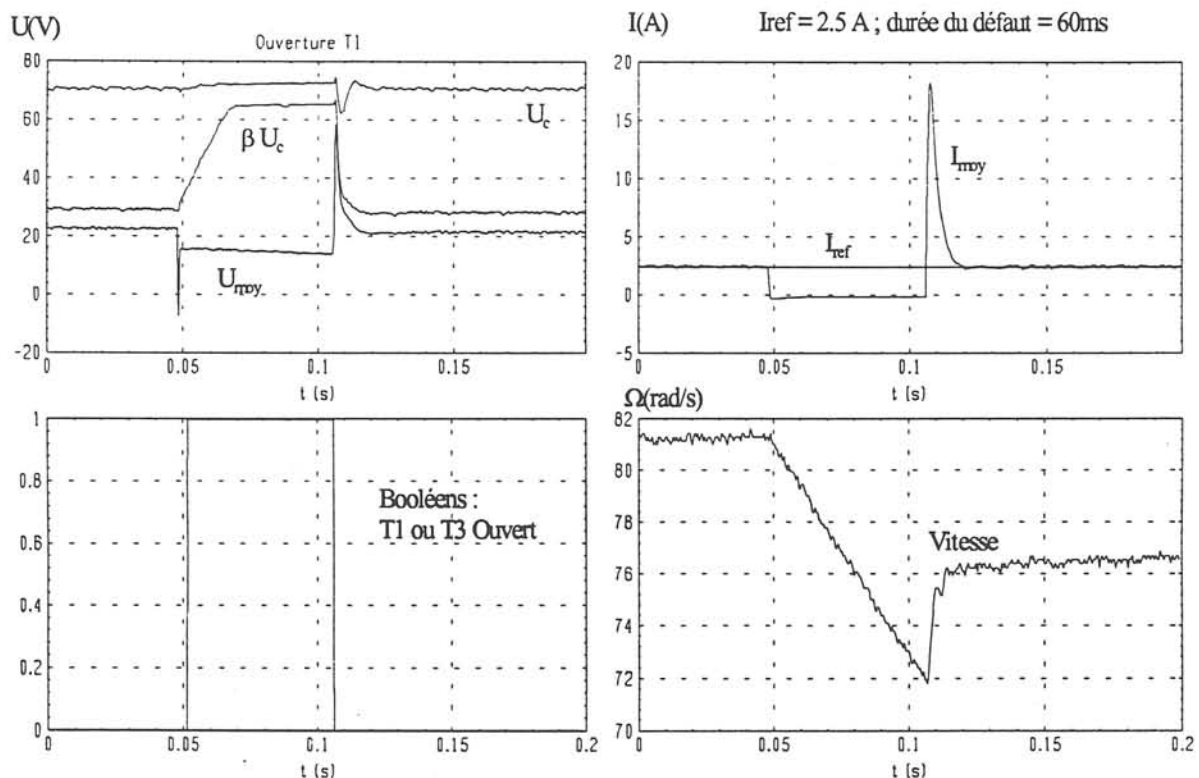


Figure G-1 : Défaut de fermeture de T1 (Double MLI)

Dans l'essai (Figure G-2), le défaut de fermeture sur le transistor T2 arrive à 46 ms et dure 60 ms avec une référence de courant négative ($t_{\text{def}}=46\text{ms}$, $D_{\text{def}}=60\text{ms}$).

Dès l'apparition du défaut, le courant dans la machine devient positif alors que sa référence est négative. Dans cet essai il faut aux alentours de 25 ms pour que tous les symptômes soient présents. Le diagnostic est effectué avec un retard qui dépend de la valeur de la consigne de courant. En effet lorsque la consigne est élevée, lors d'un défaut, la valeur de la sortie du correcteur augmente beaucoup plus vite que si cette référence était faible, ce qui engendre l'occurrence du symptôme S13 plus rapidement.

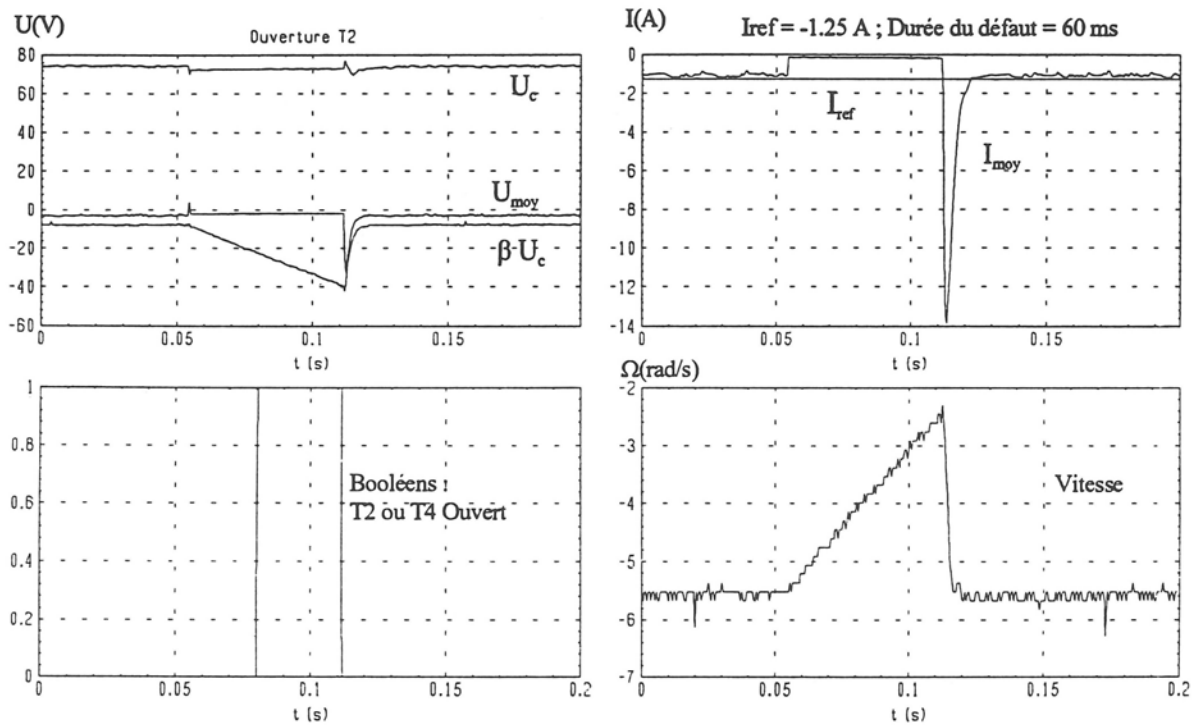


Figure G-2 : Défaut de fermeture de T2 (Double MLI)

ANNEXE H : Modèle du courant moyen absorbé par l'onduleur

Le courant moyen absorbé par l'onduleur peut être obtenu à partir des grandeurs de commandes et du courant ($\beta_a, \beta_b, \beta_c, i_a, i_b$) par l'expression :

$$I_{ond_m} = \frac{1}{2}[(\beta_a - \beta_c)i_a + (\beta_b - \beta_c)i_b] = \frac{1}{2}[(2\beta_a + \beta_b)i_a + (2\beta_b + \beta_a)i_b] \quad \text{si } \beta_a + \beta_b + \beta_c = 0$$

En admettant l'hypothèse que les courants et les commandes sont sinusoïdaux :

$$i_a = I_{am} \cos(\omega t) \quad ; \quad i_b = I_{bm} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad ; \quad i_c = I_{cm} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

$$\beta_a = \beta_{am} \cos(\omega t + \Phi) \quad ; \quad \beta_b = \beta_{bm} \cos(\omega t + \Phi - \frac{2\pi}{3}) \quad ; \quad \beta_c = \beta_{cm} \cos(\omega t + \Phi + \frac{2\pi}{3})$$

Φ déphasage entre i_a et β_a

on obtient :

$$\begin{aligned} 2 * I_{ond_m} &= \left(2 * \beta_{am} \cos(\omega t + \Phi) + \beta_{bm} \cos(\omega t + \Phi - \frac{2\pi}{3}) \right) I_{am} \cos(\omega t) \\ &\quad + \left(2 * \beta_{bm} \cos(\omega t + \Phi - \frac{2\pi}{3}) + \beta_{am} \cos(\omega t + \Phi) \right) I_{bm} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ &= 2 * \beta_{am} I_{am} \frac{(\cos(\Phi) + \cos(2\omega t + \Phi))}{2} + \beta_{bm} I_{am} \frac{(\cos(\Phi - \frac{2\pi}{3}) + \cos(2\omega t + \Phi - \frac{2\pi}{3}))}{2} \\ &\quad + 2 * \beta_{bm} I_{bm} \frac{(\cos(\Phi) + \cos(2\omega t + \Phi - \frac{4\pi}{3}))}{2} + \beta_{am} I_{bm} \frac{(\cos(\Phi - \frac{2\pi}{3}) + \cos(2\omega t + \Phi - \frac{2\pi}{3}))}{2} \end{aligned}$$

ce qui donne l'équation H-1:

$$I_{ond_m} = \frac{1}{2} \left[(\beta_{am} I_{am} + \beta_{bm} I_{bm}) \cos(\Phi) + \frac{(\beta_{bm} I_{am} + \beta_{am} I_{bm})}{2} \cos\left(\Phi - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{(\beta_{bm} I_{am} + \beta_{am} I_{bm})}{2} \cos\left(2\omega t + \Phi - \frac{2\pi}{3}\right) + \beta_{am} I_{am} \cos(2\omega t + \Phi) + \beta_{bm} I_{bm} \cos\left(2\omega t + \Phi - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

Fonctionnement sain

En fonctionnement sain nous considérons les hypothèses suivantes :

- moteur symétrique,
- régime permanent,
- tout est sinusoïdal et bien régulé.

Ceci se traduit par le fait que l'amplitude des courants et des commandes est la même sur chaque phase ($I_{am} = I_{bm} = I_m$ et $\beta_{am} = \beta_{bm} = \beta_m$). En remplaçant dans l'équation H-1 précédente on obtient:

$$I_{ondm} = \beta_m I_m \cos(\Phi) + \frac{\beta_m I_m}{2} \cos\left(\Phi - \frac{2\pi}{3}\right) = \beta_m I_m \left(\frac{3}{4} \cos(\Phi) + \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\Phi) \right)$$

$$I_{ondm} = K \beta_m I_m$$

Ainsi en fonctionnement normal et en régime permanent, le courant moyen absorbé par l'onduleur est constant. Il dépend uniquement des maxima des sinusoïdes de courants et de commandes.

ANNEXE I : Résultats expérimentaux ; Détection de défaut onduleur

Le cas considéré sur les figures suivantes correspond à un défaut sur le transistor T3 sans offset de mesure sur le capteur de courant, une consigne de vitesse de 70 rad/s et une fréquence de MLI de 20 KHz. Le défaut sur le transistor arrive à l'instant $t=250\text{ms}$.

La figure I-1 représente le courant moteur dans les phases A et B (a), la fréquence instantanée (b), et le résultat de la détection (c).

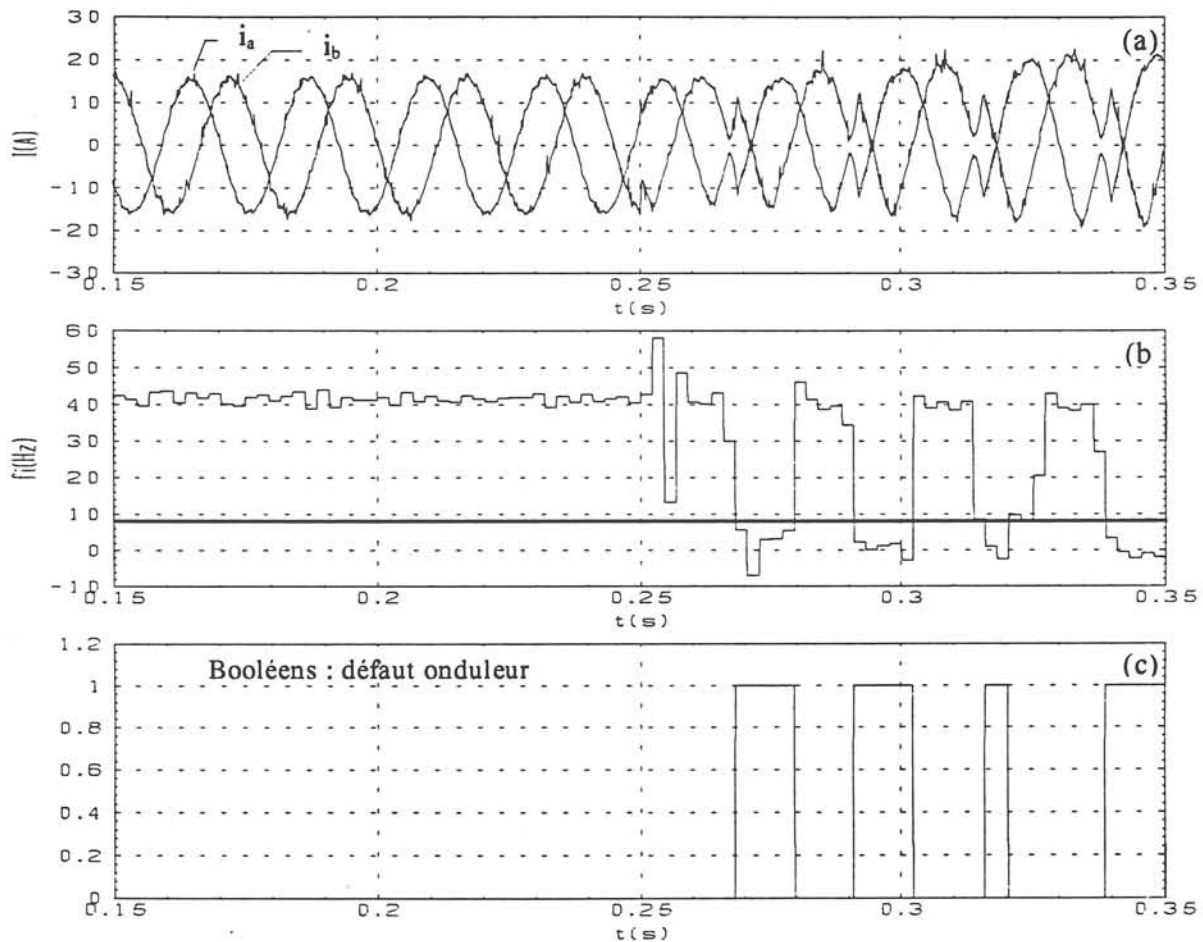


Figure I-1 : Courants moteur mesurés pour un défaut sur T3 à 250ms

En fonctionnement sain la fréquence instantanée est égale à la fréquence fondamentale f_s . Lorsque un défaut arrive comme il n'y a pas d'offset de mesure, la fréquence instantanée est quasiment nulle, le défaut détecté quand f_i est inférieur à un seuil fixé à 8hz.

La trajectoire du vecteur courant est représentée figure I-2. On retrouve la trajectoire caractéristique d'un défaut sur le bras C avec une pente de $-\frac{1}{\sqrt{3}}$. Du fait qu'il n'y a pas d'offset lors du défaut, la droite passe par l'origine ($i_a=0$; $i_b=0$).

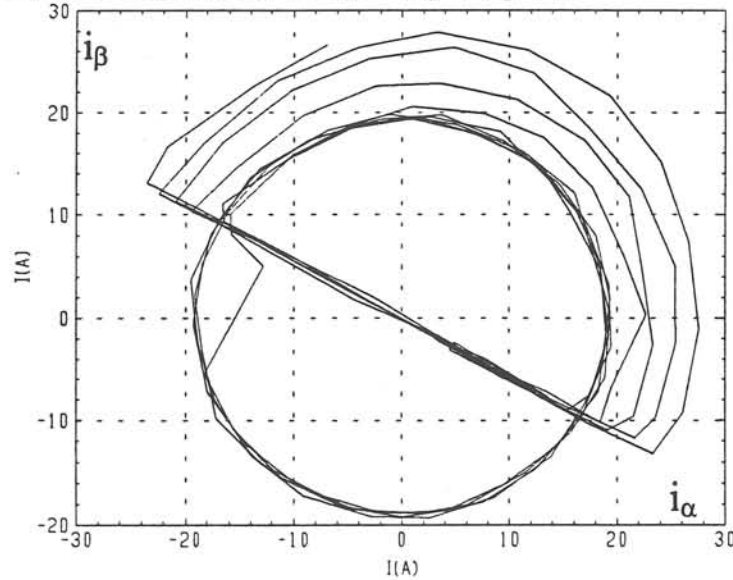


Figure I-2 : Trajectoire du vecteur courant pour un défaut sur T3

Le résultat de la détection est présenté Figure I-3 , le défaut est détecté à 270 ms soit 20 ms après son occurrence. Ceci est normal car le système de détection a besoin d'une période pour tester quelle alternance du courant est manquante afin d'isoler le défaut.

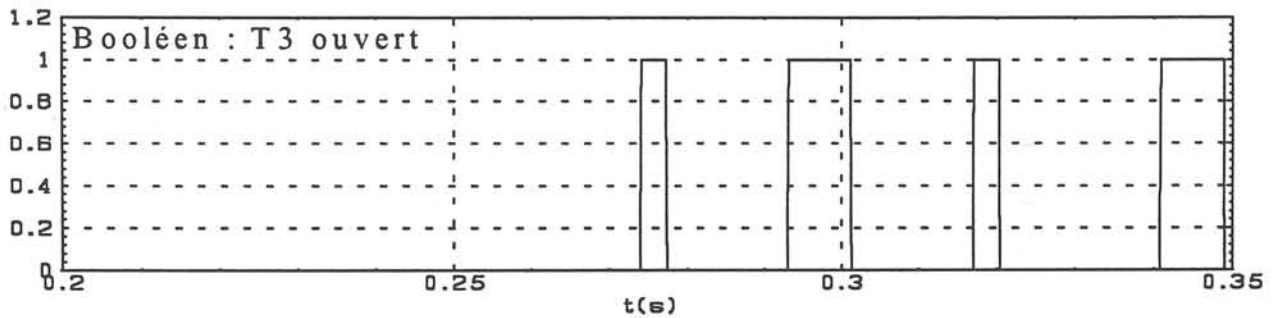


Figure I-3 : Résultat de la détection T3

ANNEXE J : Caractéristique des filtres utilisés

a) Filtre à bande passante constante

Nous utilisons des filtres de Butterworth dont les caractéristiques sont les suivantes :

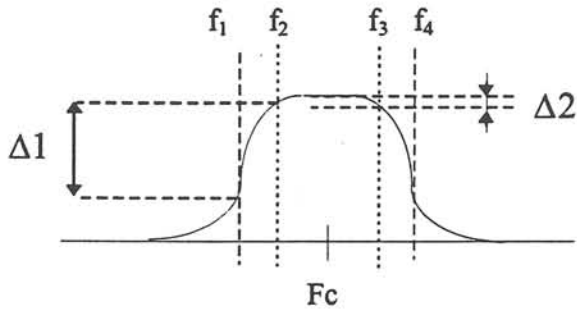


Figure J-1 : Caractéristiques de filtre utilisé

(f_3-f_2) : bande passante du filtre (B), (f_2-f_1) : bande de coupure du filtre,

$$F_c : \text{fréquence centrale} = \frac{f_2 + f_3}{2},$$

$\Delta 1$: atténuation dans la bande de coupure ; $\Delta 2$: atténuation dans la bande passante.

- pour la fréquence de MLI les caractéristiques du filtre sont :

$$f_1=1940 \text{ Hz} \quad f_2=1970 \text{ Hz} \quad f_3=2010 \text{ Hz} \quad f_4=2040 \text{ Hz} \quad \Delta 1= 30 \text{ dB} \quad \Delta 2= 2 \text{ dB}$$

$$B=f_3-f_2= 40\text{Hz}, \quad F_c=1990 \text{ Hz}.$$

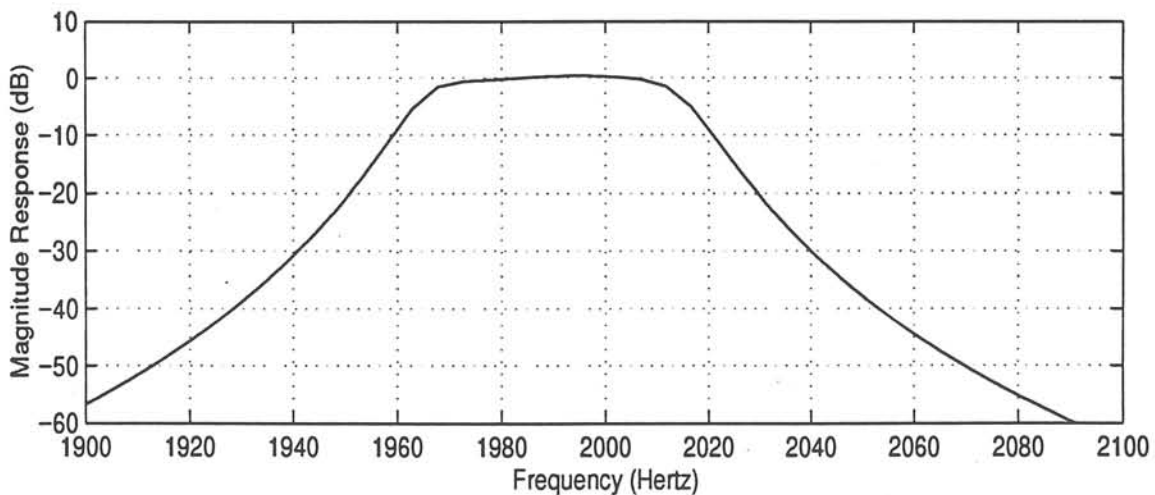


Figure J-2 : Gain du filtre utilisé pour la fréquence de MLI

- Pour la fréquence $2f_{MLI}$ les caractéristiques du filtre sont :

$$f_1=3930 \text{ Hz} \quad f_2=3960 \text{ Hz} \quad f_3=4000 \text{ Hz} \quad f_4=4030 \text{ Hz} \quad \Delta 1= 30 \text{ dB} \quad \Delta 2= 2 \text{ dB}$$

$$B= f_3-f_2= 40\text{Hz}, F_c=3980 \text{ Hz}.$$

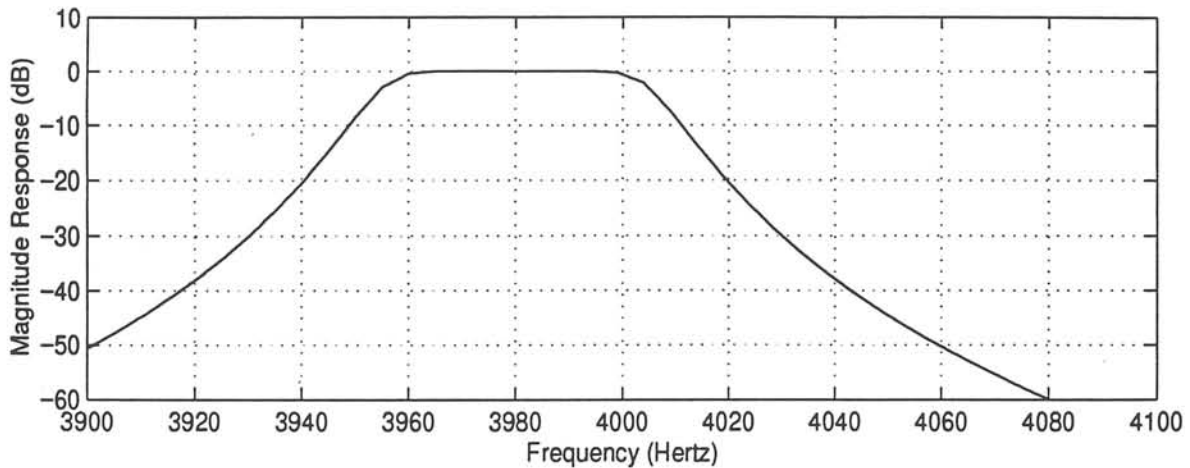


Figure J-3 : Gain du filtre utilisé pour la fréquence de $2f_{MLI}$

b) Filtre à rapport bande passante ; fréquence constante

Nous utilisons des filtres de Butterworth dont nous faisons varier la bande passante avec la fréquence fondamentale. Les fréquences f_2 et f_3 sont définies par :

$$f_2 = F_c - 0.4f_s$$

$$f_3 = F_c + 0.4f_s$$

ce qui fait un filtre de rapport $Q = \frac{B}{f_s} = 0.8$.

Les autres caractéristiques sont $\Delta 1= 30 \text{ dB}$; $\Delta 2= 2 \text{ dB}$.

Les Figures J-4 et J-5 représentent le gain du filtre pour les deux fréquences fondamentales $f_s= 20\text{Hz}$ et 60 Hz . Pour 20Hz on obtient un filtre d'ordre 3 contre un filtre d'ordre 4 pour 60Hz .

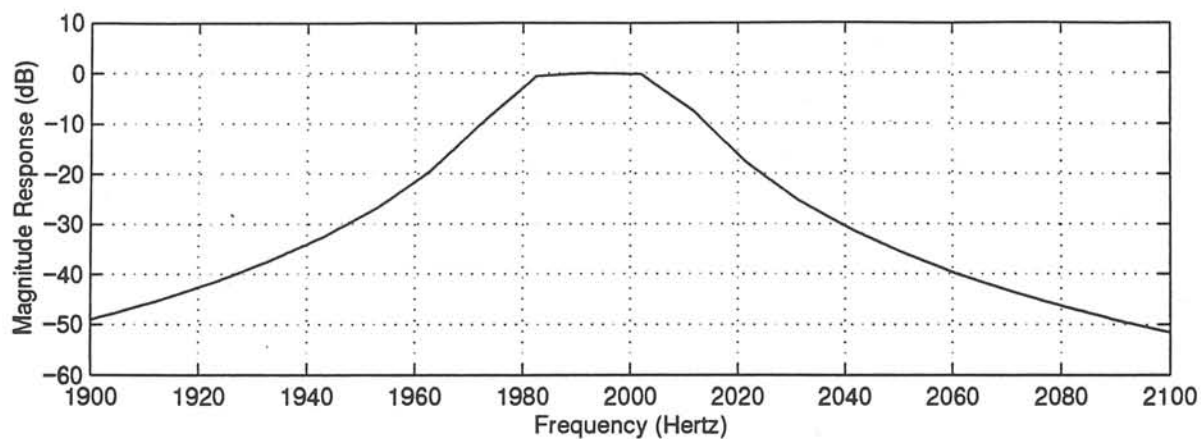


Figure J-4 : Gain du filtre pour $f_s=20\text{Hz}$

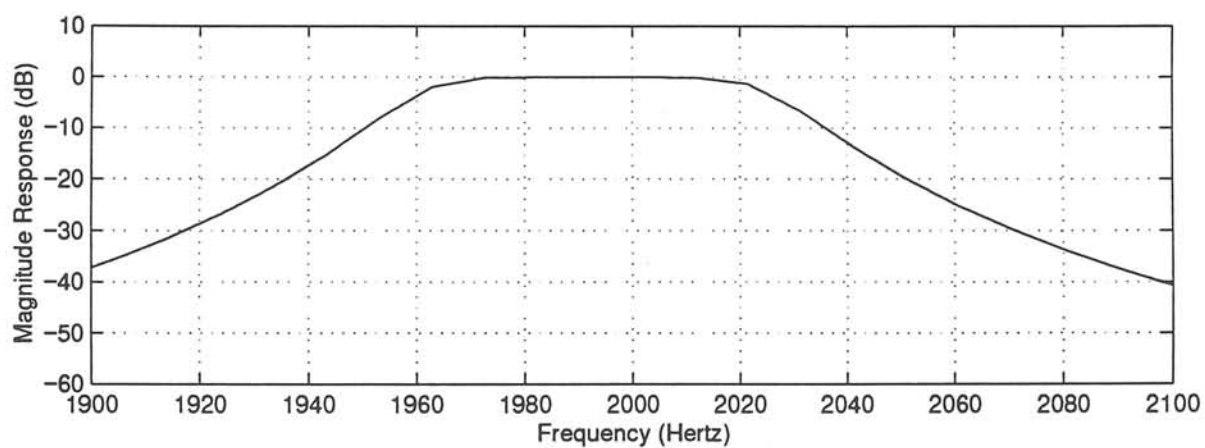


Figure J-5 : Gain du filtre pour $f_s=60\text{Hz}$

LEXIQUE

LEXIQUE

- **Défaillance (panne, défaut) :** Evénement engendrant une modification du fonctionnement du procédé. L'état du système ne correspond plus à un fonctionnement normal. Le système n'est plus apte à assurer totalement sa fonction.
- **Diagnostic :** Ensemble d'actions visant à évaluer l'état d'un procédé à partir de la connaissance de son fonctionnement. A partir de l'observation du procédé, on détermine par comparaison avec les divers états de fonctionnement connus le degré de défaillance du système, l'origine de ces défaillances et leurs causes.
- **Disponibilité :** Faculté d'un matériel ou d'un système à pouvoir fonctionner chaque fois que cela est nécessaire, chaque fois qu'on le sollicite, c'est à dire que l'on assure une fiabilité totale pendant les phases de fonctionnement. La disponibilité nécessite des opérations de maintenance préventives afin de prévenir tout vieillissement ou défaillance.
- **Entrée inconnue :** (*unknown input*) terme désignant les entrées externes perturbatrices qui rentrent dans la catégorie des incertitudes structurées.
- **Erreur de sortie :** (*output error*) écart entre les sorties mesurées du système et les sorties correspondantes d'un modèle mathématique du système.
- **Fiabilité :** Capacité d'un système à fonctionner pendant un certains temps sans panne, se caractérise par le temps moyen de bon fonctionnement.
- **Maintenance - Maintenabilité :** La maintenance est l'action de mise en état du matériel, elle peut être préventive, afin d'augmenter la fiabilité du système ou bien curative, consécutive au diagnostic d'un défaut. La maintenabilité caractérise la facilité de maintenance du procédé, elle peut être largement augmentée par la mise en œuvre d'un système de diagnostic.
- **Modèle de diagnostic :** (*diagnosis model*) modèle mathématique du système prenant en compte les effets des défauts et des incertitudes de modélisation sur ce système.
- **Modèle nominal :** (*nominal model*) modèle mathématique du système reliant les entrées connues et les sorties mesurées de ce système.

- **Modèle topologique** : désigne un modèle de connaissance du système mis en oeuvre en simulation. C'est un modèle non linéaire de simulation qui prend notamment en compte toutes les configurations du circuit de puissance liées aux interrupteurs statiques et à la technique de MLI. Dans la mesure où c'est une représentation aussi fine que possible du comportement du système réel, il est appelé également système topologique.
- **MLI** : (*PWM*) Modulation de Largeur d'Impulsion.
- **Perturbation** : (*disturbance*) terme général désignant un phénomène extérieur au système et perturbant l'état de celui-ci.
- **Redondance Analytique** : (*analytical redundancy*) génération d'informations redondantes sur un système à l'aide d'un modèle analytique de celui-ci.
- **Redondance Matérielle** : (*hardware redundancy*) génération d'informations redondantes sur un système par multiplication des éléments matériels (capteurs, composants).
- **Résidu** : (*residual*) grandeur caractérisant les écarts entre des données issues de mesures effectuées sur un système réel et les données correspondantes issues d'un modèle analytique de ce système. Dans le contexte du diagnostic, les résidus sont conçus pour être des signaux révélateurs des comportements défectueux du système.
- **Robustesse** : (*robustness*) caractérise la capacité d'un schéma de DLD à fournir des indicateurs de défaut dont le taux des fausses alarmes engendrées par les phénomènes perturbateurs est minimisé.
- **Sécurité** : Ce terme regroupe les caractéristiques concernant l'utilisation du procédé et ses dangers potentiels pour l'utilisateur ou pour le matériel.
- **Sûreté** : La sûreté regroupe les notions de disponibilité, fiabilité, maintenabilité et sécurité du système. Elle caractérise la confiance que l'on peut apporter au fonctionnement.

BIBLIOGRAPHIE

- Arris I. B., Zhang L. et Hulley L. N., 1994,**
 « Fault detection of an inverter circuit by digital signal processing and knowledge based approach »,
 UPEC'94, Univerity Power Conference, Irlande, pp. 489-492.
- Basseville M., 1988,**
 « Detecting changes in signals and systems - A survey »,
 Automatica, Vol. 24, pp. 309-326.
- Basseville M. et Nikiforov I.V., 1993,**
 « Detecting of abrupt changes. Theory and applications »,
 Prentice Hall, Information and System Sciences Series.
- Benamara A., Courtine S. et Rostaing G., 1995,**
 « H_{∞} -optimal fault detection in a DC motor control loop »,
 CCA'95, IEEE Conference on Control Applications. New York. pp. 186-187.
- Berendsen C.S., Champenois G., Davoine J. et Rostaing G., 1992,**
 « How to detect and localize a fault in a DC/DC converter ? »
 IECON'92, IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation, San Diego, USA, Vol. 1, pp. 536-541.
- Berendsen C.S., 1993,**
 « Méthodes de diagnostic dans la partie commande des associations convertisseurs-machines tournantes »,
 Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble.
- Berendsen C.S., Rostaing G., Champenois G., Obrecht G. et Saadi J., 1993,**
 « Detection of sensors faults with observer structures in control loops »
 IECON'93, IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation, Hawaii, USA, Vol. 1, pp. 344-348.
- Berendsen C.S., Cassar J.P., Champenois G. et Staroswiecki, M., 1994,**
 « Structured generation of analytical redundancy relations for the detection of control loop failures »,
 SAFEPROCESS'94, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Espoo, Finland, Vol. 2, pp. 708-713.
- Burnett R., Watson J. F. et Elder S., 1994,**
 « The detection and location of rotor faults within three phase induction motors »,
 ICEM'94, International Conference on Electric Machines, Vol. 2, pp. 288-293.
- Brunet J., Jaume D., Labarrère M., Rault A. et Vergé M., 1990,**
 « Détection et diagnostic de pannes : approche par modélisation »,
 Hermès press.
- Callonnec P., Derrey T., Destobbeleer E., Protin L., 1995,**
 « Induction motors reliability : use of fault tree »,
 EPE'95, Seville, Espagne, Vol. 3, pp. 281-285.
- Cameron J.R. et Thomson W.T., 1986,**
 « Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors »,
 IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, pp 603-614.

- Catellani S., 1992,**
« Etude sur la détection et la localisation de défauts en temps réel dans les éléments de puissance d'une association convertisseur-machine »,
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble.
- Chen J., Patton R.J. et Zhang H.Y., 1996,**
« Design of unknown input observers and robust fault detection filters »,
International Journal of Control, Vol. 63, pp. 85-105.
- Chow E.Y. et Willsky A.S., 1984,**
« Analytical redundancy and the design of robust detection systems »,
IEEE Transaction on Automatic Control, AC-29, pp. 603-614.
- Chow T.W.S. et Fei G., 1995,**
« Three phase induction machines asymmetrical faults identification using bispectrum »,
IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, pp 688-693.
- Courtine S., Benamara A. et Rognon J.P., 1996a,**
« Perfect and H_∞ -optimized fault detection in a DC motor control loop »,
ELECTRIMACS'96, IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Saint-Nazaire, France, pp. 599-604.
- Courtine S., Sename O. et Rognon J.P., 1996b,**
« Frequency domain approach to fault detection in a DC motor control loop »
IAR'96, Meeting annuel de l'Institut Franco-Allemand pour les Applications de la Recherche, Karlsruhe, Germany, Nov. 1996.
- Courtine S., Sename O. et Rognon J.P., 1997,**
« Unknown input observer-based structured set of residual for fault detection and isolation in a DC motor control loop »
Control Engineering Practice (soumis à publication)
- D'Ambrosio B., 1989,**
« Qualitative process theory using linguistic variables »,
Springer Verlag, NY.
- Ding X. et Frank P.M., 1989,**
« Fault detection via optimally robust detection filters »,
28th CDC, Conference on Decision and Control, Tampa, Vol. 2, pp. 1767-1772.
- Ding X. et Frank P.M., 1990,**
« Fault detection via factorization approach »,
System and Control Letters, Vol. 14, pp. 431-436.
- Ding X. et Frank P.M., 1991,**
« Frequency domain approach and threshold selector for robust model-based fault detection and isolation »,
SAFEPROCESS'91, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Baden-Baden, Germany, Vol. 1, pp. 307-312.

- Ding X. et Frank P.M., 1994,**
« Comparison of observer-based fault detection approaches »,
SAFEPROCESS'94, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical
processes, Espoo, Finland, Vol. 2, pp. 556-561.
- Dubuisson B., 1990,**
« Diagnostic et Reconnaissance de Formes »,
Hermès, Paris.
- Eisinberg A., Palmieri G., et Picardi C., 1997**
« A PWM strategy using a discontinuous modulating signal for full-bridge inverters »,
EPE'97, Trondheim, norvège, Vol. 1, pp.165-168.
- Ben Ammar F., 1993,**
« Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance »,
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse
- Filbert D., et Gühmann C., 1994,**
« Fault diagnosis on bearings of electric motor by estimating the current spectrum »,
SAFEPROCESS'94, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical
processes, Espoo, Finland, pp. 714-719.
- Flandrin P. 1987,**
« Représentation temps-fréquence des signaux non stationnaires »
Thèse d'état, INPG, 1987.
- Flandrin P.**
« Temps-fréquence »,
Hermès, Traité des nouvelles technologies.
- Foch H., et Forest F., 1997,**
« Onduleurs de tension : éléments sur la mise en œuvre et les multiples applications d'une fonction
fondamentale de l'électronique de puissance »,
Journées 3EI, pp.1-28.
- Frank P.M., 1987,**
« Fault diagnosis in dynamic systems via state estimation - A survey »,
dans : « System Fault Diagnostics, Reliability and Related Knowledge-based Approaches »,
Tzafestas S., Singh M. et Schmidt G. (Eds), Vol. 1, pp. 35-98, Reidel Press.
- Frank P.M. et Ding X., 1994,**
« Frequency domain approach to optimally robust residual generation and evaluation for model-
based fault diagnosis »,
Automatica, Vol. 30, pp. 789-804.
- Frank P.M., 1995,**
« Survey of the analytical and qualitative model-based approaches to fault diagnosis »,
Revue Européenne Diagnostic et Sûreté de Fonctionnement, Vol. 3, pp. 23-45.

- Freyermuth B., 1991,**
« Knowledge based incipient fault diagnosis of industrial robots »,
SAFEPROCESS'91, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Baden-Baden, Germany, Vol. 1, pp. 31-32.
- Gentil S., Lecoeur M., et Montmain J., 1994,**
« Integrated quantitative and symbolic reasoning for fault detection »,
ISE'94, Workshop on qualitative and quantitative approaches to model-based diagnosis, Intelligent System Engineering, Hamburg.
- Gentile G., Rotondale N., Tursini M., Franceschini G. et Tassoni C., 1994,**
« An approach to knowledge-base representation in electric drive fault diagnosis »,
ICEM'94, International Conference on Electric Machines, Vol. 2, pp. 358-362.
- Geropp b., 1997,**
« Envelope analysis - a signal analysis technique for early detection and isolation of machine faults »
SAFEPROCESS'97, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Hull, England, Vol. 2, pp. 983-987.
- Gertler J.J., 1988,**
« A survey of model-based failure detection and isolation in complex plants »,
IEEE Control System Magazine, Vol. 8, pp. 3-11.
- Gertler J.J., 1991,**
« Analytical redundancy methods in fault detection and isolation - Survey and synthesis »,
SAFEPROCESS'91, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Baden-Baden, Germany, Vol. 1, pp. 9-21.
- Innes A. G., et Langman R. A., 1994,**
« The detection of broken rotor bars in variable speed induction motor drive »,
ICEM'94, International Conference on Electric Machines, Vol. 2, pp. 294-298.
- Isermann R., 1984,**
« Process fault detection based on modeling and estimation methods - a survey »,
Automatica, Vol. 20, pp. 387-404.
- Isermann R., 1993,**
« Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing »,
Automatica, Vol. 29, pp. 815-835.
- Isermann R., 1994,**
« Integration of fault detection and diagnosis methods »,
Automatica, Vol. 29, pp. 597-611.
- Isermann R. et Ballé P., 1996,**
« Trends in the application of model based fault detection and diagnosis of technical processes »,
13th IFAC World Congress, San Francisco, pp. 1-12.
- Jiang Y., et Ekström A., 1996**
« General formulation for analysis of harmonic transfer through converters »,
UPEC'96, Iraklio, Grèce, pp. 680-683.

Jianguo J., Zhiping Z., Pengshang S., Xiangheng W., 1992

« time frequency spectrum of line current during starting process a tool for a diagnosing failure of induction motor. »

ICEM'92, International Conference on Electric Machines, Manchester, UK, Vol. 3, pp. 1261-1265.

Kilman G. B. et Stein J., 1992

« Methods of motor current signature analysis. »

Electric Machines and Power Systems, No 20, pp. 463-474.

Lee W.S., Grosh D.L., Tillman F.A. et Lie H.C., 1985,

« Fault tree analysis, methods, and applications »,

IEEE Transactions on Reliability, vol.R-34, No 3, pp. 194-203.

Limnios N., 1991,

« Arbre de défaillance »

Hermès, Traité des nouvelles technologies, série diagnostic et maintenance.

Luenberger D.G., 1966,

« Observers for multivariable systems »,

IEEE Transactions on Automatic Control, AC-11, pp. 190-197.

Martin N., 1986

« An AR spectral analysis of non stationary signal »,

Signal processing, Vol. 10, No 1, pp. 61-74.

Montmain J. et Gentil S., 1992,

« Processus décisionnel en détection et diagnostic de panne »,

2èmes journées nationales 'Les applications des ensembles flous', Nîmes, 2-3 Novembre 1992.

Montmain J. et Gentil S., 1993,

« Interprétation qualitative pour le diagnostic en ligne »,

Revue Européenne Diagnostic et Sécurité de Fonctionnement, Vol. 3, pp. 23-45.

Montmain J., 1994,

« Raisonnement approximatif et graphes causaux pour la détection et la localisation de défaillances »,

Journées d'étude S3, Sécurité, Surveillance, Supervision, Détection et localisation de défaillance, Paris, 17-18 Novembre 1994.

Oehlmann H., Brie D., Tomczak M., Richard A., 1997,

« Time-frequency analysis of gearbox faults »

SAFEPROCESS'97, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Hull, England, Vol. 2, pp. 669-674.

Ouassir M., Melin C 1997

« Causal graphs and rule generation : application to fault diagnosis of dynamic processes »

SAFEPROCESS'97, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Hull, England, Vol. 2, pp. 1089-1094.

Patton R.J., Frank P.M. et Clark R.N., 1989,

« Fault Diagnosis in Dynamic Systems : Theory and Application »,

Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.

- Patton R.J. et Chen J., 1991a,**
« A review of parity space approaches to fault diagnosis »,
SAFEPROCESS'91, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Baden-Baden, Germany, Vol. 1, pp. 239-255.
- Patton R.J. et Chen J., 1991b,**
« A re-examination of the relationship between parity space and observer-based approaches in fault diagnosis »,
Revue Européenne Diagnostic et Sécurité de Fonctionnement, Vol. 1, pp. 183-200.
- Patton R.J., 1994,**
« Robust Model-based fault diagnosis : The state of the art »,
SAFEPROCESS'94, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical processes, Espoo, Finland, Vol. 1, pp. 1-24.
- Penman J. et Yin C.M., 1992,**
« The application of artificial neural networks in identifying faults in induction machines »,
ICEM'92, International Conference on Electric Machines, Manchester, UK, Vol. 3, pp. 1256-1260.
- Penman J. et Yin C.M., 1994,**
« Feasibility of using unsupervised learning, artificial neural networks for the condition monitoring of electrical machines »,
IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 141, n°6.
- Peuget R., Courtine S. et Rognon J.P., 1997,**
« Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model »
IAS'97, International Application Society, New Orleans, USA, 5-9Oct, pp. 1471-1478.
- Peuget R., Courtine S. et Rognon J.P., 1997,**
« knowledge based Fault Detection and Isolation on a PWM inverter »
IEEE-CCA 97 (Conference on Control Applications), Hartford, USA, 5-7 octobre 1997.
- Peuget R., Courtine S. Rognon J.P., et Rostaing G., 1997,**
« Fault diagnosis in a DC-DC converter using fault tree analysis »
IEEE SDEMPED'97 (International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives), Carry le Rouet, France, septembre 1997,
- Ritchie E., Xiaolan D. et Tapani J., 1994,**
« Diagnosis of rotor faults in squirrel cage induction motors using a fuzzy logic approach »,
ICEM'94, International Conference on Electric Machines, Vol. 2, pp. 348-352.
- Rostaing G., 1997,**
« Diagnostic de défauts dans les entraînements électriques »,
Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble
- Schoen R. R., Habetler T. G., Kamran F. et Bartheld R. G., 1994**
« Motor bearing damage detection using stator current monitoring »,
IEEE Transactions on Industry applications, Vol. 31, n°6, p. 1274.

- Sename O., Courtine S. et Rognon J.P., 1996,**
« Robust Fault detection and Isolation in a DC motor : comparison of observer-based methods. »
SAFEPROCESS'97, IFAC Symposium on Fault Diagnostic, Supervision and Safety for technical
processes, Hull, UK, August 26-28 (à paraître)
- Thomson W. T., 1992**
« On line current monitoring - the influence of mechanical loads or a unique rotor design on the
diagnosis of broken rotor bars in induction motors »,
ICEM 92, Seville, Espagne., pp.1236-1240
- Venet P, Grellet G., et Rojat G., 1991**
« Identification of significant parameters relative to failure during operation of a switchmode
power supply, application to preventive diagnostic »,
EPE'91, Firenze, Italy, Vol. 3, pp.112-115.
- Villemeur A., 1988,**
« Sureté de fonctionnement des systèmes industriels-fiabilité-facteurs humain-information »,
Eyrolles, Collection de la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France.
- Willsky A.S., 1976,**
« A survey of design methods for failure detection in dynamic systems »,
Automatica, Vol. 12, pp. 601-611.
- Wünnenberg J. et Frank P.M., 1987,**
« Sensor fault detection via robust observers »,
dans : « System Fault Diagnostics, Reliability and Related Knowledge-based Approaches »,
Tzafestas S., Singh M. et Schmidt G. (Eds), Vol. 1, pp. 147-160, Reidel Press.
- Yahoui H. et Grellet G., 1996,**
« Analysis of harmonics components of the electromagnetic torque of an asynchronous motor with
an end-ring fault »,
ICEM'96, International Conference on Electric Machines, Vol. 3.
- Yahoui H. et Grellet G., 1996,**
« Detection of an end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed
electromagnetic torque »,
Journal Physique III, France, avril 1996, pp.443-448.
- Zhang L., Aris B. et Hulley N., 1995**
« A knowledge-based system for on line fault diagnosis of power inverter circuits for AC machine
drive »,
EPE'95, Seville, Espagne, Vol. 3, pp.334-339.
- Zwingelstein G., 1995,**
« Diagnostic des défaillances : théorie et pratique pour les systèmes industriels »
Hermès, Traité des nouvelles technologies, série Diagnostic et maintenance.

Résumé :

Cette thèse est une contribution aux études sur la disponibilité des dispositifs électrotechnique. L'étude présentée propose des solutions aux problèmes de détection des défauts dans les entraînements électriques continu et alternatif en utilisant des méthodes de connaissances et de modélisation de signaux. Les défauts considérés sont ceux de l'alimentation, du convertisseur, des capteurs et de la machine.

Pour les défauts affectant l'entraînement continu, la méthode retenue se base sur une analyse de la répercussion des défauts sur les grandeurs accessibles (relations de causes à effets) et utilise le symbolisme des arbres de défaillances.

Pour l'entraînement alternatif diverses approches utilisant la connaissance du système électrotechnique ont été proposées pour déterminer des symptômes temporels (suivi de la trajectoire ou de la fréquence instantanée du vecteur courant, modèles du courant absorbé). Une caractérisation fréquentielle des défauts affectant l'entraînement a été réalisé dans les domaines basses fréquences (les fondamentaux et ses multiples) et hautes fréquences (évolution de la fréquence de modulation).

Les diverses approches ont toutes été validés expérimentalement.

Abstract :

This thesis deals with solutions to improve the reliability of electrotechnical drives. The methods use knowledge-based and signal-based approaches to detect and isolate faults in DC and AC electrical drives. Faults are considered in the DC supply, the converter stage, the sensors and the motor.

On DC drives the approaches we proposed are based on fault trees representation. It links the measurable symptoms (effects) and the faults (causes).

On AC drives several approaches have been proposed. They are all based on the analysis of the behaviour of the system in faulty conditions : trajectories or instantaneous frequency of current vector, input current evolution). A frequency characterization have been realized also in the low (fundamental and its multiple) and high frequency (PWM frequency and its multiple) domains.

The efficiency of the approaches have been validated on a experimental bench.